ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

A CURA DELLA RAI E DELLA STET - EDIZIONI ERI - ANNO XXI - NUMERO 3 - 1972 - L. 500

PCM - video: Confronto tra l'immagine di partenza (sopra) e quella codificata 2 BIT (sotto) (v. pag. 92 e seg.).

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

NUMERO 3 ANNO XXI

MAGGIO GIUGNO 1972

DA PAGINA 85
A PAGINA 124

RIVISTA BIMESTRALE
A CURA DELLA RAI E DELLA STET

DIRETTORE RESPONSABILE
GIUSEPPE DILDA

COMITATO DIRETTIVO
G. CASTELNUOVO, D. FARO,
R. VAUDETTI, A. SARTORIO

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE
10121 TORINO
VIA ARSENALE, 41 - TELEF. 57-101

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
COMPAGNIA INTERNAZIONALE
PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA PISONI, 2 - TEL. 652-814/15/16
TORINO, VIA BERTOLA, 34 - TELEFONO 57-53

Le immagini della copertina mostrano gli effetti della codifica in PCM lineare di un'immagine televisiva. In alto è riprodotta la diapositiva dalla quale è tratto il segnale video analogico che, codificato con 2 bit, dà luogo all'immagine riprodotta in basso. Una quantizzazione con 2 bit è grossolana e determina una notevole alterazione dei colori e dei dettagli. (v. articoli alle pagg. 92, 95, 103, 112)

Sommario:

pagina

UNA COPIA L. 500 (ESTERO L. 600)
ABBONAMENTO ANNUALE L. 2500 (ESTERO L. 3500)
VERSAMENTI ALLA ERI - VIA ARSENALE, 41 - TORINO - C. C. POSTALE N. 2/37800
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO IV/70
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

INSERZIONI: ALMAZJUVELIREXPORT - AMP ITALIA S.P.A. - BELOTTI - DUCATI - ERI - GTE - ICE - ITALCABLE - ITT - LARIR - PHILIPS - PRESTEL - PROCOND - ROJE OSCAR - SELENIA - SIAE - SIEMENS - SIP - SIRTI - THOMSON-CSF - VIANELLO - ZETTLER

LA STAZIONE DEL FUCINO PER IL « MONITOR » DEI SATELLITI INTELSAT

GIUSEPPE QUAGLIONE (*)

SOMMARIO — Si descrivono i compiti ed i criteri essenziali di progettazione degli impianti delle stazioni di « monitor » dei satelliti di telecomunicazioni del Consorzio Internazionale Intelsat, con particolare riguardo alle misure di controllo della potenza effettiva irradiata associata con le portanti trasmesse dalle varie stazioni in un sistema di accesso multiplo a divisione di frequenza.

*SUMMARY — " **The Fucino earth station for monitoring of Intelsat satellites** ". The paper describes the tasks and the essential design criteria of the "monitoring" earth station equipments for the telecommunication satellites of the International Intelsat Consortium, with particular care given to the measurement method of the equivalent isotropic radiated power associated with the carriers transmitted from the various earth stations in a frequency division multiple access system.*

1. I compiti delle stazioni di monitor.

L'impiego dei satelliti artificiali per le telecomunicazioni commerciali ha introdotto il nuovo concetto di « accesso multiplo » con gli enormi vantaggi di flessibilità ad esso connessi (bibl. 1). Tuttavia, per mantenere elevata l'efficienza di utilizzazione della larghezza di banda e della potenza a radio frequenza messe a disposizione dal ripetitore di bordo è necessario che i parametri delle portanti trasmesse dalle varie stazioni terrene siano mantenuti entro tolleranze molto strette.

In particolare, nel caso dell'accesso multiplo a divisione di frequenze su ripetitori con funzionamento in una zona lineare o quasi lineare della caratteristica del tubo finale di potenza, è necessario che la potenza a radio frequenza complessiva in entrata al satellite non superi certi limiti, oltre i quali le intermodulazioni tra le varie portanti aumenterebbero molto rapidamente (bibl. 2). Per prevenire tali fenomeni è opportuno controllare che tutte le stazioni terrene mantengano le e.i.r.p. (equivalent isotropic radiated power) di ciascuna portante entro i limiti stabiliti dalle specifiche Intelsat (± 0,5 dB, salvo condizioni atmosferiche particolarmente avverse) e ciò può essere fatto misurando la e.i.r.p. delle portanti reirradiate dal satellite. È inoltre necessario assicurarsi che la frequenza centrale e la deviazione di frequenza delle varie portanti siano anch'esse mantenute entro i limiti Intelsat (± 150 kHz per telefonia e ± 250 kHz per televisione).

A questo scopo il Comitato principale dell'Intelsat ha deciso, nell'agosto 1969, la realizzazione di appropriati sistemi di misura dei succitati parametri di trasmissione delle portanti alle quattro stazioni di telemetria e telecomando del Consorzio (Fucino, Andover, Paumalu e Carnarvon). Tale decisione, non richiedendo la costruzione di antenne dedicate a questo scopo, consente di realizzare un economico sistema di monitor ma, al tempo stesso, ha imposto un accurato studio delle specifiche del sistema in modo da assicurare l'assenza di interferenze tra le funzioni del monitor e le funzioni primarie di inseguimento, telemetria e telecomando già espletate dalle citate stazioni (bibl. 3).

Le specifiche del sistema di monitor sono perciò state redatte nel senso indicato dal Sottocomitato Tecnico Intelsat sulla base dell'esperienza ricavata dalla realizzazione di un prototipo sperimentale presso i laboratori Comsat. Nei paragrafi che seguono vengono descritti i criteri essenziali di progetto del sistema e le relative prestazioni.

2. La misura della potenza.

2.1. Principio della misura.

La relazione fondamentale per la misura della potenza effettiva irradiata associata con una portante trasmessa dal satellite è la seguente:

$$P_r = \frac{P_t \cdot G}{L}, \quad [1]$$

dove:

P_r = potenza all'entrata del ricevitore della stazione terrena (od alla flangia d'antenna);

P_t = potenza effettiva irradiata dal satellite nella direzione della stazione terrena, associata con una certa portante sotto controllo;

G = guadagno netto dell'antenna ricevente a terra;

L = attenuazione di tratta satellite-stazione.

Il guadagno dell'antenna a terra deve essere misurato con radiostelle (bibl. 4) e perciò può essere espresso come segue:

$$P_{st} = \frac{1}{2} \, \varnothing \, B \, \frac{G}{G_m}, \quad [2]$$

dove:

P_{st} = potenza ricevuta dalla radiostella all'entrata del ricevitore, misurata nella banda di Carson B della portante modulata;

(*) Dott. ing. Giuseppe Quaglione della Telespazio. Dattiloscritto pervenuto il 25 gennaio 1972.

$\varnothing$ = densità di potenza dovuta alla radiostella ricevuta a terra, in watt/m² · Hz;

G_m = guadagno di 1 m² d'antenna, alla frequenza sotto misura = $4\pi/\lambda^2$ in cui λ è la corrispondente lunghezza d'onda.

Il fattore 1/2 indica che, per le radiostelle con polarizzazione casuale, una sola componente di polarizzazione (o un solo senso, per la polarizzazione circolare) viene captata dall'antenna.

Sostituendo questo valore di G nella [1] si ottiene:

$$[3] \qquad P_t = \frac{L \varnothing B}{2\, G_m} \cdot \frac{P_r}{P_{st}} .$$

Tuttavia per effettuare misure di potenza con continuità non è conveniente adoperare sempre il metodo della radiostella come sorgente di riferimento, in quanto esso esige di togliere l'antenna dal puntamento sul satellite, il calcolo delle effemeridi della stella ed una procedura di misura alquanto complessa. Inoltre, in alcune località, la visibilità di opportune sorgenti radiocelesti è limitata a brevi periodi della giornata.

Per questi motivi nelle stazioni di monitor Intelsat si è preferito predisporre una sorgente di calibrazione secondaria, costituita da una lampada di rumore ad argon la cui uscita ha una stabilità a lungo termine migliore di 0,1 dB purché la corrente d'alimentazione e la temperatura ambiente siano sufficientemente costanti.

Allora la [3] si può riscrivere:

$$[4] \qquad P_t = \frac{L \varnothing B}{2\, G_m} \cdot \frac{P_r}{P_L} \cdot \frac{P_L}{P_{st}} ,$$

dove P_L è la potenza dovuta alla lampada di rumore nella banda B, riferita alla flangia d'antenna.

Ciò significa che, una volta stabilito il rapporto P_L/P_{st} per ciascuna frequenza mediante una calibrazione primaria su radiostella da ripetere periodicamente, per controllare la costanza del guadagno d'antenna e della potenza di uscita dalla lampada di rumore e relativo accoppiatore direzionale, è sufficiente misurare il rapporto $\Delta = P_r/P_L$ per ciascuna portante senza andare fuori puntamento del satellite.

2.2. Calibrazione primaria con radiostella.

La calibrazione primaria sulla radiostella, che va ripetuta ogni 3 ÷ 6 mesi per controllare il guadagno d'antenna, va eseguita mediante le tre seguenti misure su ciascuna frequenza:

P_1 = potenza di rumore del sistema con la lampada spenta e l'antenna puntata su cielo libero (fuori da radiostelle);

P_2 = potenza misurata con l'antenna puntata sulla radiostella con la lampada spenta;

P_3 = potenza misurata con la lampada accesa e l'antenna puntata su cielo libero.

Allora si ha:

$$[5] \qquad \frac{P_L}{P_{st}} = \frac{P_3 - P_1}{P_2 - P_1} .$$

Per assicurarsi che non ci siano variazioni nel guadagno della catena ricevente, è opportuno ripetere la misura più volte.

2.3. Tipi di radiometri.

Per la misura accurata della potenza effettiva irradiata dal satellite su ciascuna portante, ossia del rapporto Δ, è necessario ricorrere all'uso di strumenti impiegati in radioastronomia per la rivelazione di piccole potenze. Questi vanno sotto il nome di « radiometri » e sono in sostanza dei ricevitori a microonde che impiegano vari accorgimenti per ridurre gli inconvenienti connessi con le fluttuazioni del segnale rivelato dovuto ad instabilità di guadagno della catena ricevente e variazioni della temperatura di rumore del sistema durante le perturbazioni atmosferiche.

Il tipo più noto di radiometro è quello di Dicke (bibl. 5) nel quale per ovviare all'inconveniente della instabilità di guadagno del sistema ricevente, si commuta con una frequenza di qualche decina di Hz l'entrata del ricevitore tra l'antenna ed una sorgente di riferimento (per esempio, lampada di rumore) e si misura il rapporto tra la potenza nota e quella incognita. Tale sistema, completamente soddisfacente per misure di radioastronomia o per misure di guadagno di grandi antenne (bibl. 4) non è tuttavia utilizzabile per le stazioni di monitor dei satelliti Intelsat in quanto per esse si richiede di poter svolgere contemporaneamente le funzioni di telemetria e di monitor e non è quindi accettabile avere l'antenna sconnessa dal sistema ricevente per il 50% del tempo.

Si è quindi pensato all'impiego di un radiometro « con introduzione di rumore » (bibl. 6) con il quale l'antenna resta continuamente collegata al ricevitore ed una lampada di rumore viene accoppiata all'entrata dell'amplificatore parametrico tramite un commutatore a ferrite ed un accoppiatore direzionale. Come nel caso del radiometro di Dicke, il commutatore a ferrite è controllato dal radiometro stesso e, simultaneamente, il guadagno a frequenza intermedia viene modulato in modo tale da far lavorare il rivelatore quadratico sempre nella stessa zona della sua caratteristica eliminando gli errori di non linearità. Con questo sistema la telemetria non viene interrotta ed il periodico aumento della temperatura di rumore del sistema, dell'ordine di 3 dB, non degrada sensibilmente le prestazioni dei sottosistemi di telemetria ed inseguimento.

Tuttavia il radiometro con introduzione di rumore non elimina gli errori dovuti a variazioni della temperatura di rumore del sistema ricevente durante le perturbazioni atmosferiche. Questi errori si possono evitare con il radiometro « a spostamento di frequenza » (bibl. 6). Con tale metodo, il ricevitore viene prima commutato su una frequenza non occupata dalle portanti trasmesse dal satellite e, in tali condizioni, si misura il rumore del sistema. Quindi si commuta il ricevitore sulla frequenza della portante e se ne misura la potenza. Se si può assumere che l'aumento della temperatura di rumore del sistema dovuto a precipitazioni atmosferiche è lo stesso sulle due frequenze e se, inoltre, la temperatura di rumore è la stessa sulle due frequenze in buone condizioni atmosferiche, tale incremento della temperatura di rumore può essere cancellato con una operazione di differenza tra le due misure. Accoppiando tale concetto con il metodo del radiometro di Dicke o di quello « con introduzione di rumore » per eliminare gli effetti delle variazioni di guadagno mediante una operazione di rapporto, si può ovviare alle due cause principali di errore nella misura della potenza.

La relazione per la determinazione del rapporto Δ con tale sistema è la seguente:

$$[6] \qquad \Delta = \frac{G_1\,(P_{t_1} - P_n)}{G_2\,(P_{t_2} - P_{n_2})}$$

dove:

P_{t_1} = misura della potenza della portante P_r e del rumore del sistema P_{n_1} alla frequenza della portante cioè con lampada di rumore spenta;

P_n = misura della potenza di rumore del sistema alla frequenza della portante, determinata come media del rumore in appropriate bande di guardia al di sopra ed al di sotto della frequenza della portante;

P_{t_2} = misura della potenza della lampada P_L e della potenza di rumore del sistema sulla frequenza non occupata dalla portante P_{n_2};

G_1 = guadagno alla frequenza della portante;

G_2 = guadagno alla frequenza non occupata dalla portante.

Poiché G_1 e G_2 possono essere resi uguali mediante l'inserzione di attenuatori fissi opportunamente calibrati e normalmente $P_{n_1} = P_n$ con buona approssimazione, la relazione precedente si riduce a:

$$[7] \qquad \Delta = P_r/P_L .$$

In pratica le bande di guardia per le misure del rumore del sistema e del rumore della lampada sono più strette (circa 2 MHz) della banda usata per le misure sulla portante (che è quella determinata per mezzo della regola di Carson) per cui è necessario aumentare i valori osservati di P_L e P_{n_2} secondo il rapporto delle bande. Per determinare la potenza della portante in base alla [4] ed alla [7] si impiega un piccolo calcolatore che effettua la media di cinque misure consecutive ed è anche utilizzato per la scelta delle frequenze, per commutare la lampada di rumore e per inserire gli opportuni filtri di media frequenza a seconda della larghezza di banda della portante sotto misura. Si è inoltre sperimentata l'opportunità che il calcolatore effettui una calibrazione degli apparati con la lampada di rumore prima di ogni misura, a causa delle instabilità di guadagno a lungo termine della catena ricevente.

3. Le misure di deviazione di frequenza, di dispersione d'energia e di frequenza centrale.

3.1. Misura di deviazione di frequenza.

La deviazione di frequenza delle portanti si determina misurando la tensione efficace di banda base demodulata all'uscita di un demodulatore ad estensione di soglia per le portanti telefoniche e di un demodulatore convenzionale a larga banda per le portanti televisive e confrontando questo valore con la tensione efficace della frequenza pilota di continuità di stazione a 60 kHz. La misura della pilota a 60 kHz si introduce per compensare eventuali variazioni della sensibilità del discriminatore. Il segnale di banda base demodulato non è deenfasizzato in modo da rappresentare una effettiva indicazione della deviazione di frequenza.

3.2. Misura del segnale di dispersione d'energia.

Il dispositivo di dispersione d'energia è un sistema studiato per l'applicazione nelle comunicazioni via satellite con due obiettivi principali:

1) ridurre il rumore di intermodulazione fra più portanti modulate in frequenza;

2) non superare i valori di flusso massimo di potenza a terra prescritti dal CCIR per la limitazione delle interferenze con i ponti radio terrestri nelle stesse bande di frequenza.

Infatti se si riduce la deviazione di frequenza delle portanti, la densità di potenza aumenta sulle righe rimanenti dello spettro e ciò porta di conseguenza un aumento della potenza irradiata per unità di banda e dei prodotti di intermodulazione corrispondenti e quindi una riduzione del rapporto segnale-rumore.

Essenzialmente per questo motivo è desiderabile avere qualche forma di « dispersione d'energia » durante i periodi di minor carico (ossia di scarso traffico) nei trasmettitori delle stazioni terrene in cui uno stesso tubo di potenza amplifica più di una portante.

Studi teorici e sperimentali hanno mostrato l'opportunità dell'uso di forme d'onda triangolari simmetriche a bassa frequenza (dell'ordine di 100 Hz) da associare al segnale di banda base (telefonico o televisivo) prima del modulatore per realizzare questa dispersione d'energia. Per evitare che armoniche di questa forma d'onda interferiscano con i segnali di bande base si impiegano filtri passa basso che attenuano fortemente le frequenze superiori a 4 kHz. L'ampiezza della forma d'onda di dispersione deve essere trascurabile nelle condizioni di pieno carico e deve essere regolabile (o in modo continuo o a gradini) in tutte le altre condizioni di carico. In ricezione le stazioni terrene devono essere equipaggiate con metodi atti ad eliminare la forma d'onda disperdente.

Nella stazione di monitor la forma d'onda della dispersione d'energia viene prima isolata dalla banda base mediante un opportuno filtro passa basso, quindi amplificata ed applicata ad un rivelatore di picco che mantiene il valore di picco della forma d'onda triangolare. Quest'ultimo si confronta con la tensione della pilota a 60 kHz in modo da determinare la deviazione di picco della dispersione di energia.

3.3. Misura della frequenza centrale.

La frequenza centrale delle portanti viene determinata mediante una calibrazione del discriminatore realizzata utilizzando due frequenze di riferimento generate dal sintetizzatore. Tale calibrazione costituisce parte integrante del programma operativo e realizza una retta sulla quale si riporta la tensione continua in uscita dal discriminatore dovuta alla portante, che viene così convertita in errore della frequenza centrale.

4. L'uso delle antenne standard.

Si è inoltre prevista la possibilità di effettuare, quando necessario, misure del rumore fuori della banda base trasmessa sulle varie portanti, con l'uso delle grandi antenne standard in servizio per telecomunicazioni commerciali, non essendo il fattore di merito (G/T) delle stazioni di telemetria adeguato per misure di precisione di questa natura.

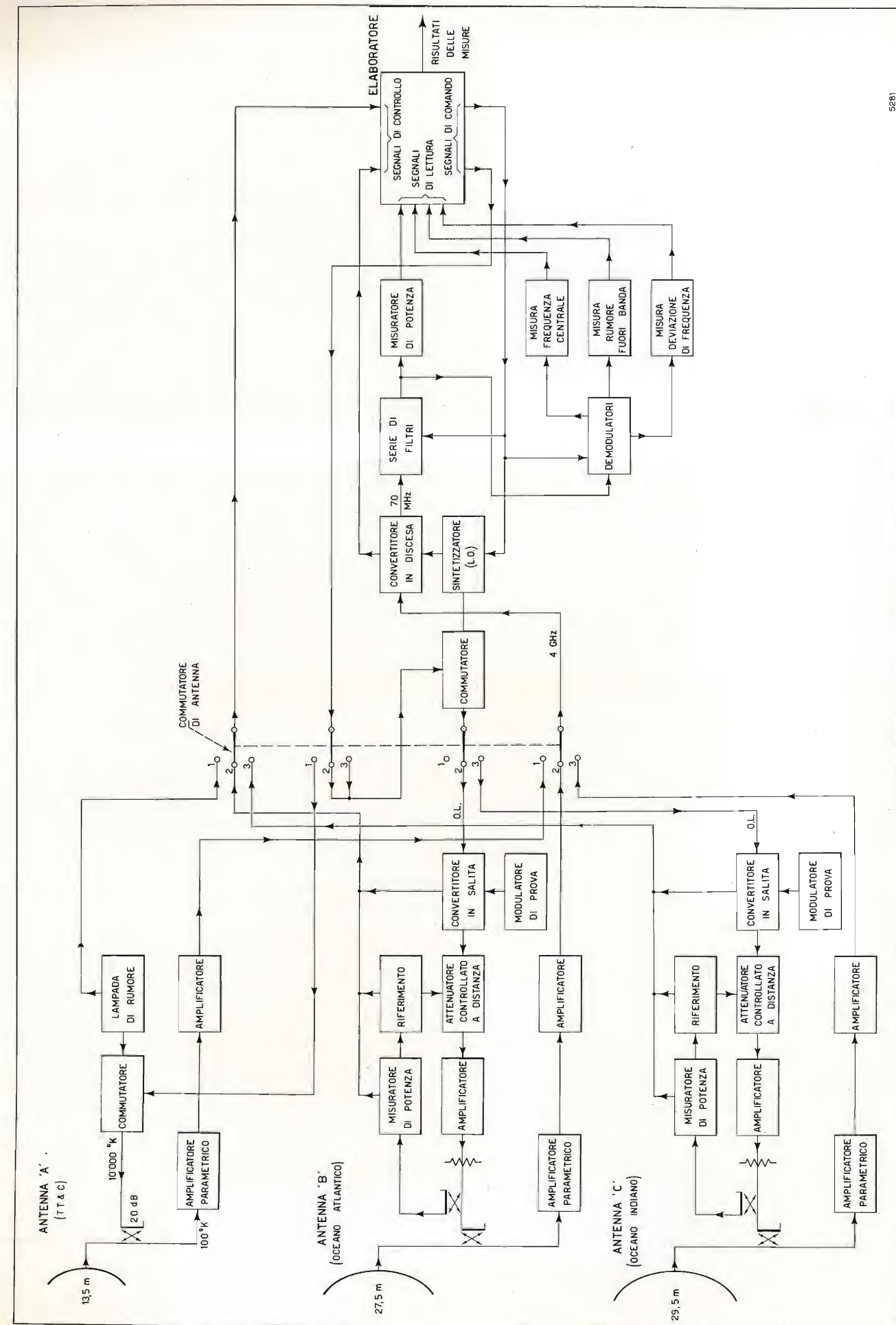



Fig. 1 — Schema generale del sistema di "monitor" e collegamento alle antenne della stazione del Fucino.

Tuttavia l'aumento di temperatura di rumore di circa 100° K che si tollera sulle antenne di telemetria durante i periodi di accensione della lampada di rumore, non è ammissibile sulle antenne standard per telecomunicazioni. Pertanto su questa ultime si impiega un segnale di calibrazione ad onda continua di potenza nota opportunamente iniettato tra le portanti di comunicazione. Questo segnale viene calibrato per confronto con la potenza di una portante o del radiofaro trasmesso dal satellite, misurate dalla stazione di telemetria per mezzo della lampada di rumore che, a sua volta, è stata calibrata su una radiostella.

In definitiva quindi la lampada di rumore viene usata come un campione di potenza secondario a lungo termine per trasferire la calibrazione della radiostella alla potenza delle portanti trasmessa dal satellite. La potenza delle portanti viene poi usata come un riferimento a breve termine per calibrare il segnale ad onda continua iniettato sulle antenne di comunicazioni che a sua volta viene impiegato come un campione di potenza terziario a lungo termine per le successive misure di potenza delle portanti con queste antenne.

La figura 1 mostra lo schema a blocchi degli apparati di monitor (bibl. 7) con il sistema di commutazione che consente di effettuare le misure tramite una qualsiasi delle tre antenne in esercizio presso la stazione del Fucino. (1422)

BIBLIOGRAFIA

1. QUAGLIONE G., RUSPANTINI L.: *Assegnazione su domanda di circuiti telefonici - Sviluppo dei sistemi nel quadro dei programmi dei satelliti artificiali Intelsat.* « Elettronica e Telecomunicazioni », n. 6, 1970, pag. 199.

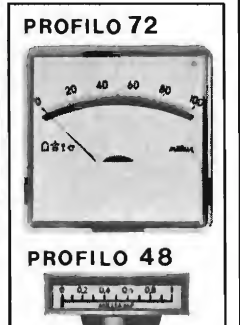
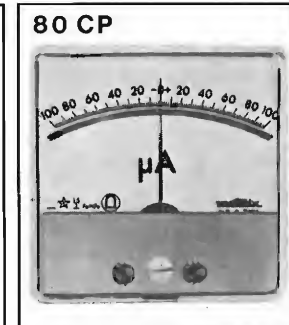
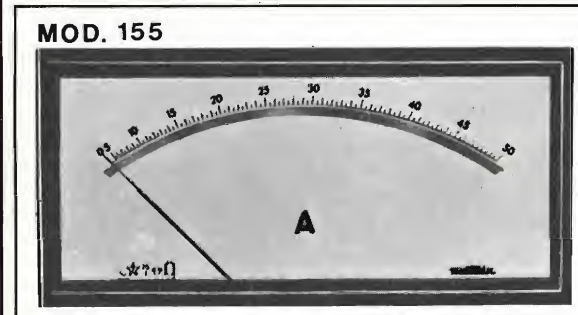
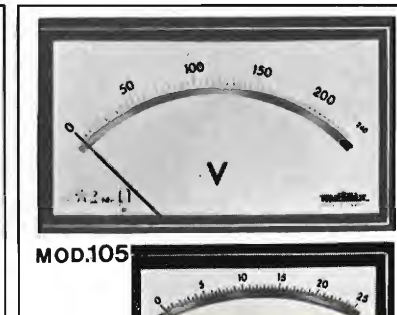
2. WESTCOTT R. J.: *Investigation of multiple FM/FDM carriers through a satellite TWT operating near to saturation.* "Proc. IEE", vol. 114, n. 6, giugno 1967, pag. 726.

3. QUAGLIONE G.: *La stazione di telemetria e telecomando del Fucino per satelliti di telecomunicazioni.* « Elettronica e Telecomunicazioni », n. 4, 1969, pag. 135.

4. TIRRÒ S., GREGO F.: *Misure di guadagno con le radiostelle.* « Elettronica e Telecomunicazioni », n. 5, 1969, pag. 158.

5. DICKE R. H.: *The measurement of thermal radiation at microwave frequencies.* " Review of scientific instruments ", vol. 17, luglio 1946, pagg. 268-275.

6. Documento Intelsat ICSC/T-28-17: *Multiple carrier performance monitor.* " Progress Report ", 18 ottobre 1968

7. Documento Intelsat ICSC/T-32-32: *Summary performance requirement for satellite system monitoring,* 3 settembre 1969.

LA CODIFICA NUMERICA LINEARE DEL SEGNALE VIDEO (PCM-VIDEO LINEARE)

G. F. BARBIERI, M. COMINETTI, P. D'AMATO (*)

SOMMARIO — Vengono esposti i principi generali di un sistema PCM di tipo lineare e si accenna alle principali applicazioni di tale sistema nel campo della televisione commerciale, in particolare per quanto riguarda la generazione dei programmi.

SUMMARY — ***Linear digital coding of video signals (linear video PCM).*** *The paper refers about the general principles of a PCM linear system and quotes the main applications of such a system in commercial television, particularly for programme generation.*

1. Generalità.

La manipolazione e la trasmissione di un segnale analogico comportano inevitabilmente una degradazione, dovuta sia al rumore sia alle distorsioni di vario tipo. Per questo motivo negli ultimi anni si sono intensificati gli studi riguardanti i metodi di codifica numerica dei segnali analogici contenenti le informazioni sonore e visive. Tutti questi metodi si basano sul teorema di Shannon (bibl. 1), secondo il quale un segnale con banda limitata B è completamente individuato da campioni prelevati ad intervalli di tempo $T = 1/2B$.

La prima fase del processo di codifica numerica consiste quindi nel campionamento e nella memorizzazione del segnale ad intervalli stabiliti dal teorema di Shannon ed è descritta in dettaglio in un articolo contenuto in questo stesso numero della rivista (bibl. 2). La seconda fase consiste nella conversione analogico-numerica vera e propria, che, nella sua forma più semplice, si effettua esprimendo l'ampiezza dei campioni mediante un numero binario di lunghezza prefissata. Se tale numero contiene n cifre (o bit), l'errore che si commette nel valutare l'ampiezza dei campioni è al massimo uguale a

$$\varepsilon = \pm \frac{1}{2} \frac{D}{2^n}$$

ove D è la cosiddetta dinamica di quantizzazione, cioè la differenza tra le ampiezze massima e minima dei campioni.

Il processo di codifica numerica dà quindi luogo ad una degradazione, dovuta agli errori di quantizzazione. Il segnale numerico così ottenuto, tuttavia, è meno sensibile del segnale analogico alle distorsioni ed al rumore introdotti dal mezzo di trasmissione. Questi infatti non hanno effetto fintanto che non impediscono il riconoscimento dei due stati elettrici corrispondenti alle cifre 1 e 0. Se ciò avviene, l'informazione relativa all'ampiezza dei campioni viene alterata con un effetto simile a quello prodotto dal rumore impulsivo sui segnali analogici. Le due forme di degradazione descritte (quantizzazione e trasmissione), che sono le sole possibili in un sistema numerico, possono essere ridotte in termini accettabili agendo rispettivamente sul numero n di bit per campione e sul tasso di errore del mezzo di trasmissione.

Il metodo di codifica numerica descritto è il più semplice e viene detto PCM [1] lineare. Esistono altri metodi che conducono ad un segnale numerico che non esprime più in successione l'ampiezza dei campioni del segnale di origine; in ogni caso tuttavia, sussiste sempre il vantaggio di avere due sole forme di degradazione, l'una dovuta agli errori di quantizzazione e l'altra agli errori di trasmissione. A titolo di esempio citiamo il PCM differenziale, o DPCM, secondo il quale l'informazione trasmessa corrisponde alla differenza tra l'ampiezza di un campione ed il successivo, e la modulazione delta che consiste nel trasmettere, per ogni campione, un bit che esprime se il campione è maggiore o minore del precedente. È intuitivo che in quest'ultimo caso la frequenza di campionamento deve essere molto maggiore del limite di Shannon, per contenere gli errori di quantizzazione entro valori accettabili.

2. Applicazioni televisive del PCM lineare.

La prima applicazione del PCM alla televisione risale al 1951 (bibl. 3). Tuttavia, solo recentemente il PCM televisivo ha cessato di essere semplicemente una curiosità di laboratorio, grazie allo sviluppo della tecnica dei circuiti integrati, che consente la costruzione di co-decodificatori, economici, fidabili e di piccolo ingombro.

Fra le tante strade intraprese, la più semplice è quella della codifica lineare del segnale video composito, cioè del segnale costituito dai sincronismi e dalle informazioni di crominanza e di luminanza. Un articolo contenuto in questo stesso numero della rivista (bibl. 5) tratta della determinazione dei parametri fondamentali del sistema (numero di bit e frequenza di campionamento) nel caso dello standard G usato in Italia e in altri paesi europei. Tali parametri devono essere fissati prevalentemente in base a prove soggettive, che consentono di valutare l'influenza da essi esercitata sulla qualità dell'immagine co-decodificata.

Per quanto riguarda la televisione commerciale è opinione corrente che la qualità non debba essere inferiore a quella degli attuali sistemi analogici. Pertanto il numero di bit deve essere tale da rendere poco visibili gli pseudocontorni, cioè i contorni dovuti all'andamento a gradini del segnale quantizzato, i quali sono particolarmente appariscenti in aree estese di luminanza e tinta quasi costanti (fig. 1). Questo inconveniente può essere eliminato anche ricorrendo ad un particolare artificio e cioè impiegando il « dither ». È questo un segnale pseudocasuale che viene aggiunto al segnale video da codificare, allo scopo di rendere incoerenti gli errori di quantizzazione e quindi mascherare gli pseudocontorni, a prezzo di un aumento della rumorosità dell'immagine (bibl. 5).

La frequenza di campionamento, che teoricamente potrebbe essere limitata al doppio della banda video, in pratica deve essere un po' maggiore, in quanto i filtri passa-basso inseriti all'entrata del codificatore ed all'uscita del decodificatore non possono avere caratteristiche ideali e cioè un taglio di banda estremamente ripido ed una risposta in fase lineare.

Considerando i valori determinati in bibl. 4 per i parametri fondamentali del PCM video lineare (numero di bit per campione non inferiore a 7, frequenza di campionamento intorno agli 11 MHz nello standard G), si ha che il flusso di bit in trasmissione deve essere almeno di 77 M bit/sec. In pratica, sono necessari valori superiori, sia per consentire la correzione degli errori introdotti dal mezzo di trasmissione, mediante l'impiego di bit di parità e simili, sia perché, nel caso in cui lo stesso segnale subisca più processi di co-decodifica successivi, occorre aumentare il numero di bit per campione al fine di mantenere una qualità accettabile.

Il valore di capacità di canale, che è richiesto con il sistema di codifica lineare, è veramente elevato e corrisponde a bande passanti molto larghe [2]. D'altro canto, il segnale video è fortemente ridondante per cui, adottando sistemi di codifica più sofisticati, è possibile ridurre il flusso di bit, eventualmente, ma non necessariamente a prezzo di un peggioramento della qualità. Sistemi di questo tipo sono stati studiati a fondo per il videotelefono (bibl. 6) per il quale non è richiesta una qualità così elevata come quella della televisione.

Anche per quest'ultima sono in corso numerosi studi, ma non si può dire che si sia giunti, per ora, a risultati definitivi. In particolare, è in fase di studio un sistema che si basa sulla codifica separata in DPCM delle informazioni di luminanza e di crominanza (bibl. 7, 8). L'obiettivo di tale sistema è quello di limitare il flusso di bit a circa 34 Mbit/sec, in modo da consentire la collocazione del segnale televisivo nel livello terziario della gerarchia dei multiplex telefonici, anziché in quello quaternario (bibl. 9).

Purtroppo, tutti i sistemi che prevedono una codifica separata della luminanza e della crominanza mal si prestano ad un'applicazione al segnale a colori codificato PAL o SECAM. Infatti, è prevedibile che per un lungo periodo di tempo i sistemi analogici e quelli numerici coesisteranno, per cui occorre considerare il caso in cui il segnale video da codificare in PCM si presenta in forma composita. In questo caso, prima della codifica è necessario separare le informazioni di luminanza e di crominanza e ciò, nel PAL e ancor più nel SECAM, comporta inevitabilmente un peggioramento della qualità.

In conclusione, nel campo dei sistemi di codifica numerica più sofisticati, che impiegano tecniche di riduzione della ridondanza allo scopo di limitare il flusso di bit, molta strada resta ancora da percorrere. Il sistema PCM lineare conserva quindi ancora un notevole interesse, anche perché esistono alcune applicazioni nel campo della generazione dei programmi in cui, a differenza che nel campo della trasmissione, non è tanto sentita l'esigenza di ridurre il flusso di bit quanto quella di semplificare al massimo gli apparati. Ciò deriva dal fatto che in queste applicazioni non viene utilizzato il segnale numerico in forma seriale, bensì gli n segnali corrispondenti alle n cifre binarie con cui vengono codificati i campioni. In ciascuno di questi segnali il flusso in Mbit/sec è numericamente uguale alla frequenza di campionamento in MHz.

3. Applicazioni del PCM nel campo della generazione dei programmi.

In questo campo, si prevedono essenzialmente tre applicazioni di immediato interesse e precisamente:

— la conversione di standard;

— la sincronizzazione di sorgenti remote;

— la registrazione video-magnetica.

La conversione di standard (bibl. 10) richiede la memorizzazione di alcune righe del segnale video (conversione tra norme a diverso numero di linee ma con la stessa frequenza di quadro) o addirittura di alcuni semiquadri (conversione tra norme con diversa frequenza di quadro). In entrambi i casi, allo stato attuale della tecnica, è più conveniente memorizzare il segnale video sotto forma numerica, anziché analogica.

La sincronizzazione di sorgenti remote, se non si vuol ricorrere a sistemi di asservimento del generatore di sincronismi remoti, può essere effettuata ritardando dinamicamente il segnale video ricevuto presso il centro pilota. In altri termini si può inviare il segnale video remoto in una linea a ritardo variabile, il cui ritardo è funzione dell'errore tra sincronismo remoto e sincronismo pilota. Una siffatta linea di ritardo è assai difficile da realizzare in campo analogico; invece, se il segnale video è in forma numerica, può esssere attuata con un registro a scorrimento. Con particolari artifici si pensa di poter limitare la capacità di tale registro ad un solo semiquadro, nel quale caso gli attuali circuiti integrati di tipo MOS forniscono già una conveniente soluzione del problema (bibl. 11).

Nel campo della registrazione videomagnetica, l'interesse rivolto verso il PCM (bibl. 12) è giustificato dalla difficoltà di mantenere a punto le attuali macchine e dalla notevole degradazione del segnale da esse introdotta, specialmente nel caso di riversamenti multipli. Un registratore numerico potrebbe avere caratteristiche di maggiore stabilità giacché molti servocomandi, che nelle attuali macchine sono di tipo elet-

---

(*) Dott. ing. Gianfranco Barbieri, dott. Mario Cominetti, dott. ing. Paolo D'Amato, del Laboratorio Ricerche della RAI, Torino.

Dattiloscritto pervenuto l'11 aprile 1972.

L'argomento trattato nei quattro articoli riguardanti il PCM-TV pubblicati in questo numero è stato presentato succintamente alla XIX Rassegna Internazionale Elettronica Nucleare ed Aereospaziale di Roma (marzo 1972) e in parte pubblicati, in forma schematica e riassuntiva negli atti della Rassegna. In tale occasione vi è stata, sull'argomento, una « Tavola rotonda » a cura del « Comité International de Télévision » a cui hanno partecipato, assieme agli autori degli articoli qui pubblicati, tecnici e studiosi di televisione di varie nazioni europee.

[1] PCM = « pulse code modulation » (modulazione codificata ad impulsi). Il termine « lineare » è generalmente usato per distinguere questo tipo di codifica da altri a cui si fa cenno anche nel testo (DPCM, modulazione delta).

[2] La trasmissione in banda base di un segnale binario richiede una banda passante, espressa in MHz, almeno pari alla metà del flusso di bit espresso in Mbit/sec (bibl. 1).

Fig. 1. — Effetto del processo di co-decodifica su immagini codificate con basso numero di bit.

tromeccanico, potrebbero essere resi completamente elettronici. Inoltre esso consentirebbe un numero molto maggiore di riversamenti, senza apprezzabile peggioramento della qualità del segnale. Purtroppo gli attuali sistemi di registrazione numerica impiegati nei calcolatori non sono in grado di operare con flussi di bit così elevati quali quelli richiesti dal segnale video codificato. Si prevede che questo ostacolo possa essere superato sia adeguando le prestazioni delle macchine che riducendo il flusso di bit mediante tecniche di riduzione della ridondanza del segnale video.

4. Conclusioni.

Si è cercato di individuare, nell'ambito dei vari sistemi di PCM televisivi attualmente allo studio, il ruolo occupato dal PCM lineare. Tale sistema, nel campo della trasmissione e della registrazione video magnetica, presenta il grosso svantaggio di richiedere un elevato flusso di bit. D'altro canto, tale svantaggio è parzialmente compensato dalla semplicità del processo di co-decodifica, e dal fatto che non è necessario separare, prima della codifica, la luminanza dalla crominanza. Per altre applicazioni nel campo della produzione dei programmi (sincronizzazione di sorgenti remote, conversione di standard), il PCM lineare sembra il sistema più adatto in quanto consente l'impiego di apparati relativamente semplici, mentre l'elevata capacità di canale non costituisce più un inconveniente grave.

(1488)

BIBLIOGRAFIA

1. Panter P. F.: *Modulation, noise and spectral analysis.* « Mc Graw-Hill », 1965. Cap. 17, pag. 506.
2. Barbieri G. F., Cominetti M., D'Amato P.: *Il processo di campionamento e memoria nella codifica in PCM di un segnale televisivo.* « RAI - Laboratorio Ricerche ». Rel. Tec. n. 71/48/I.
3. Goodall W. M.: *Television by pulse code modulation.* « The Bell System Technical Journal », gennaio 1951.
4. Alberico F., Barbieri G. F., D'Amato P., Ghidini I.: *Determinazione soggettiva dei parametri di un sistema PCM-TV.* In questo numero a pag. 00.
5. Roberts L. G.: *Picture coding using peudo-random noise.* « IRE Transactions on Information Theory », febbraio 1962.
6. Millard J. B., Maunsell H. I.: *Digital encoding of the video signal.* « The Bell System Technical Journal », febbraio 1971.
7. C.C.I.T.T. Special Study Group D: *Encoding of colour television signals and their place in a digital multiplex hierarchy.* « Federal Republic of Germany ».
8. C.C.I.T.T. Special Study Group D: *Digital encoding of television programme signals.* « COMSAT ».
9. Geisler H.: *Planning of a PCM system hierarchy.* « N.T.Z. » 1971, Heft. 4.
10. Walker R.: *Digital line store standards conversion: a feasibility study.* « BBC - Research Dept. ». Report no. 1971/44.
11. Zetti G.: *Sincronizzazione delle sorgenti video. Possibilità e limiti d'impiego della sincronizzazione a trasmissione di errore. Possibili ulteriori sviluppi generali del problema.* « RAI Laboratorio Ricerche ». Rel. Tec. n. 71/45/I.
12. Lunn J. D., Moffat M. E. B.: *Possible techniques for recording of digital television signals.* « BBC - Research Dept. ». Report n. 1969/42.

DETERMINAZIONE SOGGETTIVA DEI PARAMETRI DI UN SISTEMA PCM-VIDEO LINEARE

F. ALBERICO, G. F. BARBIERI, P. D'AMATO, I. GHIDINI (*)

SOMMARIO — In un sistema PCM lineare (in cui cioè il segnale video composito viene codificato senza aver subito in precedenza altre manipolazioni, all'infuori dell'aggiunta eventuale di un « dither », cioè di un segnale avente lo scopo di sostituire gli errori di quantizzazione « coerenti », che causano « pseudo contorni », con errori di quantizzazione incoerenti) i parametri fondamentali sono: la frequenza di campionamento, il numero di bit per campione e la presenza o meno del « dither ». Discussa l'influenza di questi parametri sulla qualità del segnale co-decodificato, si riportano i risultati di prove soggettive effettuate presso il Laboratorio Ricerche della RAI con un co-decodificatore PCM realizzato dalla BBC. Dalle prove fatte è possibile trarre utili orientamenti, ma non ancora indicazioni definitive per la scelta dei parametri.

*SUMMARY — **Subjective definition of the main parameters of a linear PCM video system.** The paper considers the main parameters of a linear PCM video system: sampling frequency, number of bits per sample, « dither ». After a general discussion concerning the influence of these parameters on the co-decoded signal quality, the results of subjective tests carried out at the RAI - Research Laboratory are reported.*

1. Introduzione.

Presso il CCIT sono attualmente in corso studi tendenti ad una normalizzazione dei valori dei parametri fondamentali di un sistema televisivo PCM lineare, cioè un sistema in cui l'intero segnale video, composto dai sincronismi, dalla luminanza e dalla crominanza, viene codificato in PCM senza essere stato precedentemente sottoposto a manipolazioni di sorta (salvo eventualmente l'aggiunta del « dither », di cui si parlerà più oltre). Nel quadro di questa indagine, nell'estate 1971 si sono eseguite, presso il Laboratorio Ricerche della RAI, prove soggettive volte a determinare l'influenza dei vari parametri sulla qualità dell'immagine.

A questo scopo sono state sottoposte al giudizio soggettivo di un certo numero di osservatori alcune immagini televisive, sia a colori (sistemi PAL e SECAM) sia in bianco e nero, ottenute da un segnale video che era stato fatto transitare in un co-decodificatore PCM realizzato dalla BBC, e prestato alla RAI per l'occasione. Le caratteristiche tecniche di questo co-decodificatore sono riportate in una relazione tecnica del BBC Research Department (bibl. 1). Qui ci si limita a riportare le specifiche fondamentali dell'apparecchiatura:

— il numero di bit per campione può essere variato da 1 fino ad un massimo di 8;

— il « clock » (segnale che determina la cadenza degli impulsi di campionamento) può essere inviato all'apparecchiatura dall'esterno, oppure può essere generato localmente. In questo caso si può utilizzare un oscillatore a 13,3 MHz libero, oppure agganciato alla frequenza di riga o alla sottoportante di colore;

— è possibile sommare al segnale di entrata un « dither », cioè un segnale tendente a mascherare gli « pseudocontorni », dovuti agli errori di quantizzazione coerenti. Questo segnale, che è incorrelato col segnale di entrata, fa sì che gli errori di quantizzazione diventino incoerenti, e provochino quindi un effetto disturbante minore (assai simile a quello causato dal rumore bianco). La BBC ha compiuto uno studio per determinare la forma più adatta del « dither » (bibl. 2). Si ottiene il miglior risultato se esso è costituito da due componenti, precisamente un'onda rettangolare di frequenza pari alla metà della frequenza di campionamento e di ampiezza pari a metà dell'intervallo di quantizzazione, e un rumore bianco di valore efficace inferiore di 4 dB a quello del rumore di quantizzazione. Nel co-decodificatore BBC entrambe le componenti del dither sono di ampiezza regolabile e possono essere singolarmente escluse; il rumore bianco è sostituito da un rumore pseudo casuale, che può essere prodotto da circuiti più semplici e con caratteristiche più stabili. Il peggioramento nel rapporto segnale - rumore introdotto da un dither del tipo descritto è di 1,5 dB.

Il decodificatore non è fornito di dispositivo di sincronizzazione e quindi riceve il « clock » direttamente dal codificatore. Inoltre, nelle prove fatte, non si è fatto uso di convertitori parallelo-serie e serie-parallelo, per cui il decodificatore riceveva direttamente dal codificatore l'informazione numerica in parallelo su 8 fili.

(*) Dott. ing. Gianfranco Barbieri e dott. ing. Paolo D'Amato del Laboratorio Ricerche della RAI-Torino; dott. ing. Franco Alberico e dott. ing. Italo Ghidini della Direz. Centr. Tecnica della RAI-Roma.

Dattiloscritto pervenuto il 10 gennaio 1972.

2. Scelta delle prestazioni del sistema PCM e dei relativi parametri.

La scelta dei parametri è legata alle prestazioni che s'intendono ottenere dal sistema. Nelle applicazioni del PCM al videotelefono ed alla televisione a circuito chiuso si accetta, per motivi di costo, una qualità ridotta, mentre nel caso della televisione di esercizio, che qui si considera, è inammissibile un peggioramento della qualità rispetto agli attuali sistemi. Si può, eventualmente, accettare una lieve degradazione delle sole immagini campione, prodotte da un analizzatore di diapositive (monoscopio) o elettronicamente (monoscopio elettronico, barre di colore), che sono più critiche delle immagini riproducenti la realtà.

Prima di definire i parametri fondamentali del sistema occorre quindi stabilire se anche le immagini campione devono essere riprodotte senza degradazione.

Un altro dato che deve essere fissato a priori è il numero massimo di co-decodifiche che il segnale può subire.

Infine, influisce sulla scelta dei parametri anche il sistema di codifica dell'informazione di crominanza (NTSC, PAL, SECAM).

2.1. Scelta del numero di bit.

La scelta del numero di bit per campione va effettuata principalmente in base ai risultati delle prove soggettive, ma tenendo conto anche di alcune caratteristiche oggettive del sistema, dipendenti da questo parametro (rumore di quantizzazione, massimo possibile errore di ampiezza e fase della sottoportante nel caso del NTSC e del PAL).

Il rumore di quantizzazione ha un effetto disturbatore superiore a quello del rumore bianco, a causa delle sue caratteristiche coerenti. Aggiungendo il dither, tuttavia, esso diventa incoerente, ed i suoi effetti sono analoghi a quelli del rumore bianco. Se s'impiega il dither è quindi possibile fissare un valore orientativo per il numero di bit, imponendo che la potenza del rumore di quantizzazione sia comparabile con quella del rumore bianco normalmente tollerata nei collegamenti video analogici.

Non è possibile andare al di là di una valutazione orientativa, sia perché non sono state ancora fissate le tolleranze precise per i collegamenti video in cui transita il colore, sia per l'incertezza relativa alla forma dello spettro del rumore di quantizzazione.

Il rapporto tra l'escursione di quantizzazione D (volt) normalmente chiamata « dinamica » e il valore efficace del rumore di quantizzazione N vale (bibl. 3):

[1] $$D/N = 10{,}8 + 6n \text{ dB} ,$$

ove n è il numero di bit. La [1] non tiene conto del dither che, nella forma scelta dalla BBC, introduce un peggioramento di 1,5 dB. Per poter risalire dalla [1] al rapporto segnale/disturbo, definito secondo il CCIR (rapporto tra salto bianco-nero e valore efficace del rumore), occorre conoscere la dinamica di quantizzazione, che è funzione della massima escursione del segnale video di entrata.

(1) Con 7 bit il rapporto tra dinamica di quantizzazione e valore efficace del rumore vale: $D/N = 52{,}8$ dB. Per risalire al rapporto segnale-disturbo occorre sottrarre 4,7 dB, che esprimono il rapporto tra dinamica di quantizzazione e salto bianco-nero, ed ancora altri 1,5 dB, che tengono conto del « dither ».

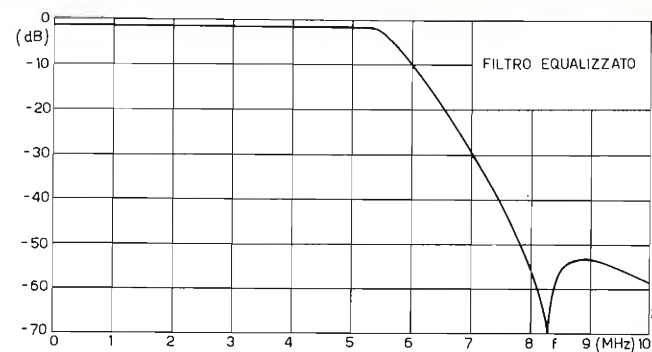



Fig. 1. — Caratteristica di risposta livello-frequenza dei filtri di banda montati originariamente nel co-decodificatore BBC.

Nello standard G, adottato in Italia ed in altri paesi europei, in cui le barre di colore vengono trasmesse al 75%, il segnale più critico è la scalinata con sottoportante della riga 330 (segnali d'inserzione CCIR, bibl. 3). Questo segnale richiede una dinamica di 1,14 V; conviene tuttavia introdurre un piccolo margine di sicurezza e scegliere, per tale parametro, il valore di 1,2 V. Nel caso che si vogliano codificare senza distorsione le barre di colore al 100%, occorrono almeno 1,33 V, che potrebbero essere arrotondati a 1,4 V.

In base al valore del rapporto segnale/disturbo, calcolato con i criteri suesposti, ci si può orientare su di un numero di bit pari a 7, cui corrisponde, nello standard G (dinamica di 1,2 V) un rapporto segnale/disturbo non pesato e con il dither, di 46,6 dB (1).

Un altro criterio per fissare, orientativamente, il numero di bit si basa sul calcolo dei massimi errori di ampiezza e fase introdotti dalla quantizzazione sulla sottoportante di colore. Tali errori sono stati calcolati nel caso che la frequenza di campionamento sia all'incirca tripla di quella della sottoportante (bibl. 4) e valgono rispettivamente:

$$\varepsilon_{\max}\% = \pm \frac{2}{3} \frac{D}{2^n V_c} 100 ,$$

$$\Delta\varphi_{\max} = \pm \frac{120}{\pi} \frac{D}{2^n V_c} ,$$

ove D è la dinamica di quantizzazione, V_c è il valore di picco della sottoportante ed n è il numero di bit. Con $n = 7$, $V_c = 0{,}35$ V e $D = 1{,}2$ V si ha:

$$\varepsilon_{\max} = 1{,}8\% \text{ e } \Delta\varphi_{\max} = 1^\circ .$$

Sulla scalinata con sottoportante dei segnali d'inserzione CCIR ($V_c = 0{,}14$ V), con $n = 7$ si ha:

$$\varepsilon_{\max} = 4{,}5\% , \quad \Delta\varphi_{\max} = 2{,}6^\circ ,$$

e quindi, nelle peggiori condizioni, si può avere un guadagno differenziale del 9% ed una fase differenziale di 5,2°. Anche questi dati consigliano di non scendere al di sotto di 7 bit.

2.2. Presenza del « dither ».

La scelta del numero di bit è condizionata anche dalla presenza o meno di « dither » e della scelta della frequenza di campionamento. L'impiego del « dither » dovrebbe consentire una riduzione del minimo numero di bit per campione necessario per mantenere la qualità del sistema PCM uguale a quella del segnale analogico. Tuttavia i suoi vantaggi non sono gli stessi con qualsiasi tipo di immagine. Infatti, se essi sono notevoli nel caso di immagini con pseudocontorni particolarmente visibili, nel caso di immagini meno critiche la qualità può anche subire un peggioramento, a causa della riduzione del rapporto segnale-rumore.

Occorre ancora notare che nelle immagini molto rumorose già in partenza, il rumore proprio può avere un effetto analogo a quello del dither; la stessa cosa può dirsi della sottoportante di colore nelle immagini a colori viste su monitore in bianco e nero.

L'efficacia del « dither » non è quindi facilmente deducibile a priori, ma può essere valutata soltanto in base a prove soggettive effettuate con un gran numero di immagini diverse e provenienti da sorgenti diverse. A priori si può dire soltanto che il « dither », migliorando le immagini più critiche e peggiorando quelle meno critiche, dovrebbe rendere la degradazione introdotta dal sistema PCM pressoché indipendente dal tipo di immagine; dovrebbe quindi rendere più uniformi i giudizi soggettivi dati su immagini diverse codificate con lo stesso numero di bit e la stessa frequenza di campionamento.

2.3. Frequenza di campionamento.

Il terzo parametro da prendere in considerazione è la frequenza di campionamento. In base al teorema di Shannon, questa deve essere superiore al doppio del limite della banda del segnale da campionare. Se è soddisfatta questa condizione è teoricamente possibile, con un filtro ideale, separare nello spettro del segnale co-decodificato la banda base dalla banda laterale inferiore di modulazione della frequenza di campionamento (bibl. 5).

In pratica, sia il filtro di entrata del co-decodificatore, sia quello di uscita non sono ideali. Ne segue che lo spettro del segnale video a valle del filtro di entrata può contenere, anche se attenuate, componenti spettrali situate al di là del limite nominale della banda video; quello del segnale di uscita può contenere un residuo della banda laterale inferiore di modulazione. Questo residuo dà luogo alla cosiddetta « folded distortion », a causa della quale può essere necessario impiegare frequenze di campionamento più alte del minimo teorico previsto.

Si è constatato che la « folded distortion » non introduce rilevante disturbo soggettivo nelle immagini monocromatiche, che solitamente non contengono armoniche significative nella parte alta dello spettro, anche se s'impiegano frequenze di campionamento molto prossime al minimo teorico. Fanno eccezione soltanto le immagini campione, come il monoscopio-diapositiva ed il monoscopio elettronico, alcune zone delle quali corrispondono ad un segnale sinusoidale di frequenza di poco inferiore o addirittura superiore al limite di banda. Osservando queste immagini su un monitore privo di trappola audio, si nota, nelle parti critiche, la sovrapposizione di una interferenza alla frequenza differenza tra quella di campionamento e quella del segnale utile.

Con segnali a colori, la « folded distortion » produce conseguenze più gravi. Infatti il segnale video a colori contiene, nella parte alta del suo spettro, armoniche di ampiezza notevole. Le corrispondenti righe spettrali della banda laterale inferiore della frequenza di campionamento possono entrare nel canale di crominanza dei monitori sprovvisti di trappola audio e dar luogo ad un'interferenza cromatica di bassa frequenza.

Nel caso dei sistemi NTSC e PAL, si può eliminare quest'interferenza facendo capitare la frequenza differenza tra quella del « clock » e quella della sottoportante in un minimo della curva di risposta del filtro di uscita. Ciò consente di ridurre la frequenza di campionamento fino a valori molto prossimi al limite teorico, accettando soltanto un debole disturbo in corrispondenza dei transitori di crominanza. Analogo accorgimento non è possibile nel SECAM; perchè con questo sistema alle aree uniformi di colore non corrisponde una sottoportante di frequenza ben definita.

Nel caso dei sistemi PAL e NTSC, la scelta della frequenza di campionamento va fatta tenendo presente anche il seguente inconveniente. In corrispondenza delle aree uniformi di colore, il processo di quantizzazione introduce errori di ampiezza e fase della sottoportante ed errori nel livello di luminanza. Se la frequenza di campionamento non è multipla di quella della sottoportante e sincrona con questa, i suddetti errori variano nel tempo con legge periodica, in quanto i punti di campionamento non hanno la stessa posizione in ogni periodo della sottoportante, ma scorrono rispetto a questa. L'effetto visibile del fenomeno è un battimento, la cui ampiezza decresce di 6 dB per ogni bit che si aggiunge.

Se la frequenza di campionamento è multipla della sottoportante e sincrona con questa, oltre all'eliminazione del battimento si ottiene anche un altro vantaggio: è possibile correggere gli errori introdotti dal canale di trasmissione e messi in luce da un eventuale bit di parità, sostituendo il campione affetto da errore con quello, tra i campioni precedenti, cui corrisponde la stessa fase di sottoportante.

Nello standard I, usato in Gran Bretagna, (larghezza della banda video 5,5 MHz) la soluzione più adatta sembra quindi quella di rendere la frequenza di campionamento uguale al triplo della sottoportante. Questa soluzione proposta dalla BBC non si presta per lo standard G (larghezza della banda video 5 MHz), in quanto il divario tra la frequenza di campionamento (13,30 MHz) e il suo valore minimo teorico (10 MHz) è troppo alto. Nel caso dello standard G, conviene adottare un «clock» a frequenza più bassa e mascherare il battimento con l'aggiunta del « dither ». Una valida soluzione può essere quella di scegliere la frequenza di 2,5 × 4,43 = 11,08 MHz: in questo modo si rende possibile la correzione degli errori introdotti dal canale di trasmissione: si può infatti sostituire il campione affetto da errore con quello prelevato 5 tempi di clock prima.

Fig. 2. — Schema del filtro di banda e dell'equalizzatore di ritardo di gruppo posti all'uscita del co-decodificatore:

Z_0 = 75 ohm	C_6 = 357 pF	C_{12} = 189 pF
C_1 = 398 pF	C_7 = 244 pF	C_{13} = 651 pF
C_2 = 91,4 pF	C_8 = 378 pF	C_{14} = 400 pF
C_3 = 524 pF	C_9 = 5500 pF	C_{15} = 308 pF
C_4 = 499 pF	C_{10} = 434 pF	C_{16} = 541 pF
C_5 = 431 pF	C_{11} = 3280 pF	C_{17} = 168 pF
L_1 = 2,66 μH	L_4 = 30,9 μH	L_9 = 2,90 μH
L_2 = 1,43 μH	L_5 = 2,12 μH	L_{10} = 3,46 μH
L_3 = 1,60 μH	L_6 = 18,4 μH	L_{11} = 3,12 μH
	L_7 = 2,44 μH	L_{12} = 1,89 μH
	L_8 = 7,32 μH	L_{13} = 3,50 μH

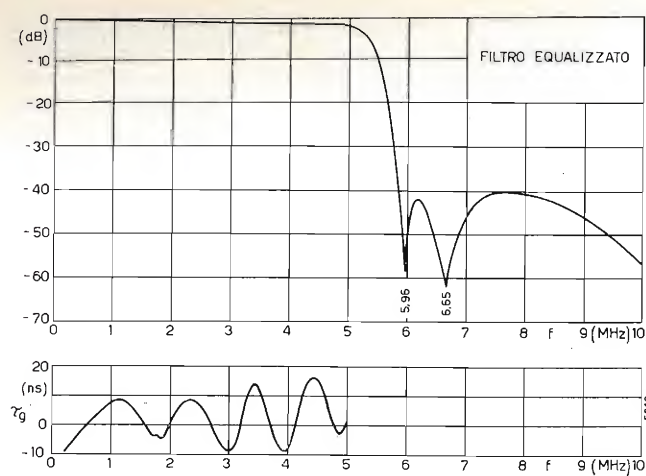



Fig. 3. — Caratteristiche di risposta del livello (sopra) e del ritardo di gruppo (sotto) in funzione della frequenza del filtro equalizzato di fig. 2.

3. Caratteristiche dei filtri di entrata e di uscita del co-decodificatore.

I filtri di entrata e di uscita montati sul co-decodificatore BBC sono progettati per lo standard I, e per una frequenza di campionamento di 13,30 MHz. Questi filtri sono uguali ed hanno la curva di risposta ampiezza frequenza mostrata in figura 1.

Come si è detto nel paragrafo precedente, nel caso dello standard G, la frequenza di 13,30 MHz è molto discosta dal minimo fissato dal teorema di Shannon ed è opportuno sperimentare l'impiego di frequenze di campionamento più basse. A questo fine si è dovuto riprogettare il filtro di uscita, in modo da ottenere una transizione più ripida tra banda passante e banda attenuata, ed in modo che i minimi della curva di risposta risultino opportunamente situati.

Il filtro di uscita adottato è il filtro ellittico di figura 2a, con l'aggiunta dell'equalizzatore di ritardo di gruppo di figura 2b. Nei diagrammi di figura 3a, b, sono riportati la curva livello-frequenza e quella ritardo di gruppo-frequenza globali.

Nella prima si possono notare due punti di minima attenuazione a 5,96 MHz e 6,65 MHz, e ciò, nei sistemi PAL e NTSC, conduce all'impiego di frequenze di campionamento di 10,39 MHz e 11,08 MHz. Con la prima viene eliminato il disturbo dovuto alla « folded distortion » nelle sole aree uniformi di colore. Rimane, infatti ben visibile sulle barre di colore, un disturbo in corrispondenza delle transizioni; tuttavia nelle immagini normali è raro il caso in cui esistano transizioni brusche tra due colori saturi al 100%; come avviene nel caso delle barre. Si è ritenuto opportuno eseguire prove soggettive anche con questa frequenza per controllare la possibilità del suo impiego, qualora si ritenesse accettabile una certa degradazione delle immagini di prova.

Impiegando la frequenza 11,08 MHz, il disturbo sulle transizioni è appena percettibile sulle barre di colore, e solo da un osservatore molto vicino allo schermo del monitore. Questo valore della frequenza di campionamento può essere impiegato se si richiede che il sistema PCM non introduca una apprezzabile degradazione delle immagini elettroniche.

Per quanto concerne il filtro di entrata, è opportuno che questo abbia un taglio meno ripido dell'altro, in quanto ciò consente una migliore equalizzazione del ritardo di gruppo. D'altro canto la funzione del filtro di entrata è quella di eliminare le componenti fuori banda del segnale video, che dovrebbero essere di piccola entità, rispetto a quelle della banda laterale inferiore di modulazione, eliminata dal filtro di uscita.

Il filtro di entrata impiegato è un filtro ellittico ricavato direttamente da quello originale BBC per trasposizione di frequenza. Le figure 4a, b e 5a, b mostrano rispettivamente lo schema elettrico del filtro, quello dell'equalizzatore di ritardo di gruppo, le curve di risposta complessive livello-frequenza e ritardo di gruppo-frequenza.

Fig. 4. — Schema del filtro di banda e dell'equalizzatore di ritardo di gruppo posti all'entrata del co-decodificatore:

Z_0 = 75 ohm
C_1 = 368 pF
C_2 = 77 pF
C_3 = 610 pF
C_4 = 137 pF
L_1 = 3,05 μH
L_2 = 3,06 μH
L_3 = 2,46 μH
L_4 = 30,6 μH
C_5 = 546 pF
C_6 = 455 pF
C_7 = 5430 pF
C_8 = 450 pF
C_9 = 1830 pF
L_5 = 2,56 μH
L_6 = 10,3 μH
L_7 = 2,53 μH
L_8 = 4,61 μH
C_{10} = 246 pF
C_{11} = 410 pF
C_{12} = 409 pF
C_{13} = 203 pF
L_9 = 2,53 μH
L_{10} = 2,29 μH
L_{11} = 2,87 μH

4. Condizioni di esecuzione delle prove soggettive.

Nel definire le modalità delle prove si è fatto riferimento ad un rapporto del CCIR (bibl. 6) dove sono riportati alcuni consigli riguardo a: numero di osservatori, condizioni ambientali, scale di valutazione, presentazione delle immagini di prova. Poiché il personale a disposizione era costituito da tecnici addetti ad attività di ricerca nel campo televisivo, che possono essere considerati « esperti », si sono potute eseguire tutte le prove con soli 10 osservatori, suddivisi in due gruppi di 5.

Le condizioni di prova sono riportate nella tabella seguente.

La distanza di osservazione, cioè quella intercorrente fra il centro dello schermo del monitore ed il centro dei 5 osservatori, era di 180 cm, pari a 6 volte l'altezza dello schermo.

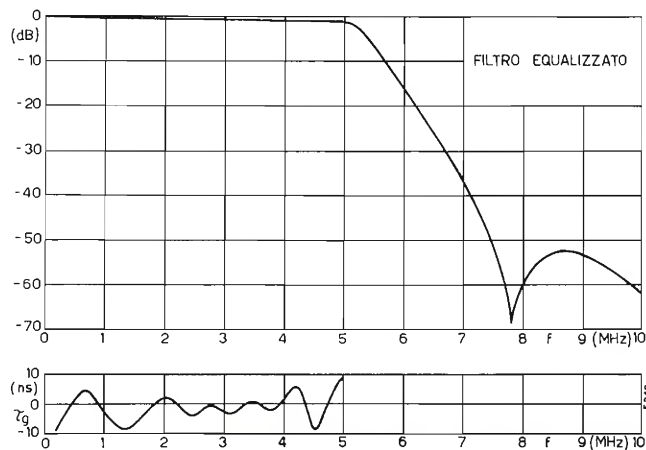



Fig. 5. — Caratteristiche di risposta del livello (sopra) e del ritardo di gruppo (sotto) in funzione della frequenza del filtro equalizzato di fig. 4.

DETERMINAZIONE SOGGETTIVA DEI PARAMETRI DI UN SISTEMA PCM-VIDEO LINEARE

TABELLA 1

Parametri	Valori consigliati dal CCIR	Valori durante le prove
Rapporto distanza di osservazione - altezza immagine	6	6
Brillanza sullo schermo del monitore (valore di picco)	50 NIT	50 NIT*
Brillanza dello schermo inattivo	< 0,5 NIT	0,3 NIT*
Brillanza della parete di fondo	—	0,6 NIT*
Illuminamento ambiente	—	5 lux**

(*) La brillanza è stata misurata con lo « Spectra Brightness Spotmeter », mod. « UB41 ».

(**) L'illuminamento è stato misurato con il « Luxmetro Weston mod. 756 ».

Durante le prove si è presa, come termine di riferimento, l'immagine generata dal segnale entrante nel codificatore e rispetto ad essa si è valutata quella ottenuta dal co-decodificatore PCM, con la scala delle degradazioni (impairments) consigliata dal CCIR. I 5 gradi di questa scala hanno le seguenti denominazioni:

5 - impercettibile (imperceptible);

4 - percettibile, ma non fastidioso (perceptible, but not annoying);

3 - visibile, leggermente fastidioso (visible, slightly annoying);

2 - fastidioso (annoying);

1 - assai fastidioso (very annoying).

Sono state utilizzate sia immagini fisse (diapositive) sia immagini in movimento (filmato riversato su nastro videomagnetico).

Le immagini fisse erano ottenute dalle seguenti diapositive UER: 1 - ragazza col cappello di paglia; 2 - ragazza presso l'albero; 3 - bambino con giacottoli; 4 - sciatori; 5 - donna in cucina, che mettono in evidenza le distorsioni introdotte dal sistema PCM, senza tuttavia risultare estremamente critiche.

Per le prove con le immagini in movimento, si è utilizzato il programma filmato che viene trasmesso dalla RAI a scopo sperimentale. Per la successione delle prove da sottoporre agli osservatori, si è adottata una sequenza pseudo-casuale. Precisamente sono stati adottati quattro valori di frequenza di campionamento (per il PAL 10,39 MHz, 11,09 MHz, 13,30 MHz sincrona [2] e non sincrona con la sottoportante; per il SECAM 10,30 MHz, 11,30 MHz, 12,30 MHz, 13,30 MHz).

Con i quattro valori di frequenza di campionamento si sono formati quattro blocchi di prove, per i quali si è mantenuta invariata la successione, formata in modo casuale, delle combinazioni dei restanti parametri (numero di bit, tipo di immagine, « dither »).

Prima di effettuare le prove, sono state mostrate ai diversi gruppi di osservatori, in maniera evidente, i tipi di degradazione che avrebbero dovuto giudicare.

Ogni prova, della durata totale di un minuto, è consistita nella presentazione per 10 secondi, in modo alternato, dell'immagine di riferimento (analogica) e della immagine co-decodificata. Gli osservatori sono stati avvertiti ogni qual volta si è passato dalla immagine di riferimento all'immagine co-decodificata.

Per la generazione di immagini fisse, si è utilizzato un analizzatore di diapositive a colori Philips EL 8505, mentre per la generazione delle immagini in movimento si è utilizzato un registratore video magnetico Ampex VR 2000 B. Per l'osservazione si è impiegato un monitore a colori Philips EL 8560 da 19".

[2] Non si sono compiute prove con la frequenza di campionamento agganciata alla frequenza di riga, in quanto si è constatato che la qualità è in questo caso analoga a quella ottenibile con il « clock » libero.

TABELLA 2

N. bit	Sistema PAL									Sistema SECAM								
	Con dither				Senza dither				Freq. di campionamento MHz	Con dither				Senza dither				Freq. di campionamento MHz
	5	6	7	8	5	6	7	8		5	6	7	8	5	6	7	8	
Media	3,30	4,55	4,83	4,86	3,45	4,66	4,86	4,80	10,39	3,12	3,90	4,68	4,92	2,94	3,94	4,72	5,00	10,30
Errore quadr. medio	0,86	0,53	0,37	0,34	0,71	0,47	0,34	0,40		1,03	1,68	0,46	0,27	0,67	0,46	0,49	0,00	
Media	2,90	4,26	4,68	4,95	3,00	4,35	4,85	4,81	11,08	2,70	4,02	4,84	4,94	2,90	4,08	4,88	4,90	11,30
Errore quadratico medio ...	0,74	0,63	0,46	0,21	0,96	0,62	0,35	0,28		0,73	0,54	0,36	0,23	0,54	0,52	0,32	0,30	
Media	3,48	4,46	4,72	4,92	2,95	4,51	4,93	4,90	13,30 non sincrona	2,32	4,08	4,60	4,68	2,72	4,20	4,64	4,80	12,30
Errore quadratico medio ...	0,72	0,56	0,45	0,27	1,10	0,72	0,25	0,29		0,70	0,87	0,53	0,46	0,82	0,69	0,48	0,44	
Media	3,58	4,56	4,81	4,85	3,90	4,46	4,83	4,85	13,30 sincrona	3,36	4,56	4,88	4,92	3,02	4,44	4,96	5,00	13,30
Errore quadratico medio ...	0,71	0,49	0,38	0,35	0,96	0,59	0,41	0,35		0,65	0,49	0,32	0,27	0,54	0,49	0,19	0,00	

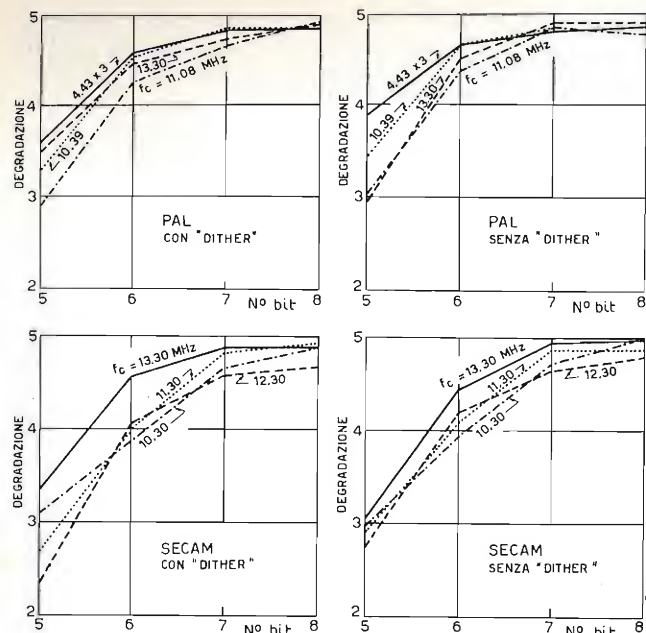



Fig. 6. — Andamento della degradazione in funzione del numero di bit per i sistemi PAL e SECAM con e senza « dither » e per vari valori della frequenza di campionamento f_c.

5. Discussione dei risultati.

Dall'elaborazione dei giudizi attribuiti alle diverse immagini da parte degli osservatori, si sono ricavati, per ciascun valore dei parametri scelti, i seguenti dati statistici:

— media dei valori di degradazione;

— errore quadratico medio.

I dati sono riportati nelle tabelle 2, 3 e 4; essi sono sintetizzati nei grafici delle figure 6, 7, 8, ciascuno dei quali indica, per una determinata frequenza di campionamento e con o senza « dither », la degradazione in funzione del numero di bit.

I risultati riportati sui grafici e sulle tabelle forniscono, ai fini della determinazione dei parametri del sistema, indicazioni utili ma non definitive. Ciò perché, per mancanza di tempo, le prove sono state fatte soltanto con diapositive e con una registrazione su nastro, mentre, per avere informazioni più complete, occorrerebbe sperimentare tutte le sorgenti video. Ogni sorgente, infatti, presenta caratteristiche diverse per quanto riguarda il rapporto segnale/disturbo, da cui in certa misura dipende la degradazione introdotta dal sistema numerico. Va osservato, tuttavia, che le

TABELLA 3 - Segnale in bianco e nero - Frequenza di campionamento 13,30 MHz

	Con dither				Senza dither			
Bit	5	6	7	8	5	6	7	8
Media	3,92	4,80	4,94	4,94	2,90	4,72	4,84	4,94
Errore quadratico medio	0,77	0,40	0,24	0,31	1,14	0,49	0,37	0,24

immagini ottenute da analizzatore di diapositive sono le più critiche, sia a causa dell'elevato rapporto segnale/disturbo, sia per l'assenza di movimento.

Dall'esame dei risultati si possono trarre le seguenti conclusioni:

a) SISTEMA PAL.

Con 8 bit la degradazione dell'immagine è piccolissima, qualunque sia la frequenza di campionamento. Con 7 bit la degradazione sostanzialmente non cambia; in qualche caso addirittura si riduce, ma ciò è da attribuirsi alla soggettività del giudizio.

Per quanto riguarda l'influenza del « dither » l'analisi dei risultati sembra non confermare quanto detto nel paragrafo 2: sembra infatti che in molti casi esso abbia un effetto peggiorativo. Sarebbe opportuno compiere indagini più approfondite in merito.

Per quanto riguarda la frequenza di campionamento, i risultati mostrano che questo parametro ha influenza sulla qualità soltanto se s'impiega un basso numero di bit. In questo caso è bene che il clock sia agganciato alla sottoportante, in modo da evitare i battimenti nelle aree uniformi di colore. Se si rinuncia a quest'ultima condizione, sembre possibile ridurre la frequenza di campionamento fino a 10,39 MHz, valore in corrispondenza del quale dovrebbe già essere presente la « folded distortion », ma che in pratica, in molti casi ha dato luogo a giudizi soggettivi addirittura migliori di quelli relativi alle frequenze di 11,09 MHz e 13,30 MHz non sincrona.

b) SISTEMA SECAM.

Anche nel caso del sistema SECAM, le differenze di giudizio tra le immagini codificate con 7 e 8 bit non sono, in genere, rilevanti, mentre il salto netto di

TABELLA 4 - Segnale a colori visto su monitore in bianco e nero - Frequenza di campionamento 13,30 MHz

	Codificato PAL								Codificato SECAM							
	Con dither				Senza dither				Con dither				Senza dither			
N. bit	5	6	7	8	5	6	7	8	5	6	7	8	5	6	7	8
Media	4,28	4,92	4,98	4,98	4,48	4,90	5,00	5,00	3,38	4,70	4,82	4,88	3,06	4,72	4,84	4,92
Errore quadratico medio	0,53	0,27	0,15	0,15	0,50	0,30	0,00	0,00	0,60	0,46	0,38	0,32	0,79	0,45	0,37	0,27

Fig. 7. Fig. 8.

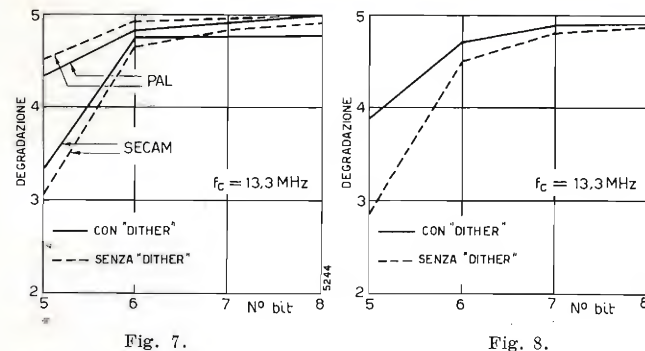



Fig. 7. — Andamento della degradazione in funzione del numero di bit per segnali a colori PAL e SECAM osservati su un monitore in bianco e nero.

Fig. 8. — Andamento della degradazione in funzione del numero di bit per segnali monocromatici.

qualità si verifica tra 5 e 6 bit. Le differenze tra le curve relative alle quattro frequenze di campionamento, notevoli soprattutto in presenza di dither, sono difficilmente spiegabili. La curva corrispondente alla frequenza di 13,30 MHz si mantiene nettamente al di sopra delle altre tre, mentre queste s'intrecciano in modo complicato. Comunque, anche col SECAM sembra che una frequenza di 10,30 MHz sia sufficiente, nonostante qualche residuo di « folded distortion ». Come per il PAL, il « dither » non sembra avere effetto migliorativo sulle prestazioni del sistema numerico.

c) IMMAGINI IN BIANCO E NERO.

È stata compiuta una serie di prove su immagini in bianco e nero ottenute dalle stesse diapositive elencate nel paragrafo 4. A questo scopo è stato inviato ad un monitore in bianco e nero sia il segnale video privo dell'informazione di crominanza, sia i segnali a colori codificati PAL o SECAM. Per la frequenza di campionamento, poiché si è constatata la sua scarsa influenza sulla qualità, è stato scelto un solo valore (13,30 MHz).

Il giudizio soggettivo medio è riportato nelle figure 7 e 8. Come si vede, in tutti i casi la degradazione è ancora trascurabile a 6 bit, mentre a 5 bit l'immagine SECAM appare più degradata di quella PAL. Il « dither », com'era da aspettarsi, non è efficace né sull'immagine PAL né su quella SECAM, in quanto la stessa sottoportante di colore si comporta come « dither ». Invece, in assenza di sottoportante, il « dither » ha un notevole effetto migliorativo, specialmente con basso numero di bit.

6. Conclusioni.

Le prove soggettive effettuate sembrano indicare che per la codificazione in PCM delle immagini televisive siano sufficienti 7 bit. Ciò vale, naturalmente, nel caso che il segnale video venga sottoposto ad un solo processo di co-decodifica.

Sarebbe interessante eseguire indagini soggettive anche su un segnale sottoposto a più processi di co-decodifica, comunque, a titolo orientativo, si può calcolare il numero di bit necessario in base al rumore di quantizzazione. Se le immagini sono di per sé abbastanza rumorose, o se è presente il « dither », si può ritenere che i rumori di quantizzazione introdotti dai vari processi di co-decodifica siano incorrelati fra loro. Se ciò è vero, il secondo processo di co-decodifica peggiora il rapporto segnale/disturbo di 3 dB, il terzo di 4,7 dB ed il quarto di 6 dB. Se si ammette la possibilità di avere quattro processi di co-decodifica successivi, occorre quindi aumentare di una unità il numero di bit per campione.

Per quanto riguarda il « dither », le prove effettuate non dimostrano l'utilità del suo impiego, ma attestano la necessità di compiere indagini più approfondite.

Per quanto riguarda la frequenza di campionamento, le prove hanno confermato la possibilità di scendere col sistema PAL fino a valori molto prossimi al limite teorico, purché il filtro di uscita sia dimensionato in modo che la frequenza differenza tra quella di campionamento e quella della sottoportante capiti in uno degli zeri della curva di risposta. In questo modo si ottiene una certa degradazione delle immagini campione, in corrispondenza delle transizioni di crominanza, ma sulle immagini normali non si nota un disturbo apprezzabile. Tuttavia, la migliore soluzione dovrebbe essere quella di scegliere una frequenza di campionamento di 2,5 × 4,43 = 11,08 MHz. In questo modo anche le immagini campione non vengono degradate ed è possibile una correzione degli errori introdotti dal canale di trasmissione, mediante sostituzione del campione affetto da errore con quello prelevato 5 tempi di clock prima.

Si ricorda che anche la BBC ha compiuto prove soggettive sul PCM televisivo (bibl. 3). I risultati non sono confrontabili con quelli ottenuti presso la RAI, a causa della diversa scala di valutazione (a 6 gradi invece che a 5) e del diverso standard (I anziché G) che, come si è ripetutamente fatto notare nel corso della relazione, influisce notevolmente sulla scelta dei parametri del sistema.

In ogni caso, le deduzioni relative al numero di bit sono sostanzialmente coincidenti. In base ai risultati delle sue prove soggettive la BBC propone:

— un sistema con 8 bit, senza dither, con frequenza di campionamento 13,30 MHz, non agganciata alla sottoportante, oppure,

— un sistema a 7 bit, senza dither, con frequenza di campionamento agganciato alla sottoportante (4,43 × 3 = 13,30 MHz), oppure,

— un sistema a 7 bit con dither e frequenza di campionamento 13,30 MHz non agganciata.

Il primo sistema sarebbe preferibile in quanto consentirebbe quattro co-decodifiche successive, a differenza degli altri due, con i quali sarebbe possibile un solo processo di co-decodifica. (1388)

BIBLIOGRAFIA

1. - *Pulse code modulation of video signals: 8 - bit coder and decoder.* « BBC Research Department », Report Nº 1970/25.
2. - *Pulse code modulation of video signals: subjective study of coding parameters.* « BBC Research Department », Report Nº 1971/40.
3. - CCIR - Documenti della XII assemblea plenaria - Raccomandazione 473. *Insertion of special signals in the field-blanking interval of a TV signals.* New Delhy 1970, Vol. V, parte II.
4. - D'AMATO P.: *Distorsioni della crominanza in un segnale PCM video lineare.* In questo fascicolo, p. 112.
5. - PANTER P. F.: *Modulation, noise, and spectral analysis.* « McGraw Hill », 1965, pag. 506 e seguenti.
6. - CCIR - Documenti della XII assemblea plenaria - Report 405-1. *Subjective assessment of quality of television pictures.* New Delhy, 1970, Vol. V, parte II.

CAMPIONAMENTO E MEMORIA IN UN SISTEMA PCM-VIDEO

G. F. BARBIERI, M. COMINETTI, P. D'AMATO (*)

SOMMARIO — Il campionatore inserito nel codificatore ha il compito di trasformare il segnale entrante in una forma accettabile per il convertitore analogico-numerico; quello inserito nel decodificatore è impiegato per eliminare, dal segnale uscente, i transitori dovuti alle commutazioni dei circuiti logici del convertitore numerico-analogico. In entrambi i casi, le prestazioni del campionatore influiscono in maniera determinante sulla qualità con cui viene effettuata la co-decodifica. Sono forniti i principali elementi di progetto di un circuito di campionamento e memoria; sono analizzate le distorsioni che il processo introduce sul segnale co-decodificato ed è calcolato l'equalizzatore che occorre inserire all'uscita del decodificatore per eliminare le distorsioni lineari.

SUMMARY — ***The sample and hold process in a PCM video system.*** *The sample and hold circuit is present both in a PCM video coder and decoder. In the present paper the main design requirements of this circuit are pointed out: the distortions introduced by the sample and hold process in the co-decoded signal are analyzed and the characteristics of the equalizer, which compensates for the linear distortions, are defined.*

1. Introduzione.

Il circuito di campionamento e memoria è presente sia nei codificatori video PCM che nei decodificatori. Il circuito inserito nel codificatore, che per brevità nel seguito verrà chiamato « primo campionatore », ha il compito di trasformare il segnale di entrata in una forma accettabile per il convertitore analogico-numerico; il circuito inserito nel decodificatore, che verrà chiamato « secondo campionatore », è invece impiegato per ripulire il segnale di uscita dai transitori di commutazione delle logiche del convertitore numerico-analogico.

Lo schema di un circuito di campionamento e memoria ideale è illustrato in figura 1a: l'interruttore ideale S si chiude per tempi infinitesimi con una cadenza pari alla frequenza di campionamento $f_0 = 1/T_0$ su di una capacità C, ideale [si suppone che si carichi istantaneamente senza alterare $v(t)$] che ha la funzione di memorizzare ogni campione fino al prelievo del successivo. In figura 1b vengono confrontati i segnali all'entrata e all'uscita del circuito.

La figura 2 mostra lo schema elettrico del circuito che fa parte di un co-decodificatore PCM a 8 bit di recente realizzazione (bibl. 1). L'interruttore, costituito da un ponte di diodi D_{3-6} del tipo « hot carrier », si chiude per un « tempo di acquisizione » finito, permettendo così al condensatore di memoria C di caricarsi attraverso la resistenza d'uscita R del doppio emettitore inseguitore T_1, e la resistenza equivalente del ponte di diodi.

Quando i diodi del ponte si interdicono il condensatore C rimane carico per tutto il « tempo di memoria », grazie all'elevatissima resistenza di entrata del circuito di prelievo, normalmente costituito da un « source follower » a MOS (T_3), ed all'elevata resistenza inversa dei diodi.

Gli impulsi di comando applicati alla base di T_2, pervengono al ponte di diodi attraverso un trasformatore inserito sul collettore di T_2. Se i diodi del ponte sono adattati, se hanno cioè la stessa caratteristica tensione-corrente nella zona di conduzione ed uguali capacità di giunzione e se le capacità parassite verso massa sono bilanciate, questo tipo di comando elimina gli errori della tensione memorizzata dovuti al fatto che i tempi di commutazione dei diodi sono finiti (bibl. 2).

2. Funzionamento del circuito di campionamento e memoria reale durante la fase di acquisizione.

I principali elementi di progetto di un circuito di campionamento e memoria si ricavano dallo studio della fase di acquisizione. In questo paragrafo si fa riferimento al caso più generale, in cui il segnale di entrata è continuamente variabile, come avviene nel « primo campionatore ». Gli elementi di progetto che si ricaveranno sono ovviamente validi anche per il « secondo campionatore » che riceve all'entrata un segnale costante durante la fase di acquisizione.

Per poter svolgere l'analisi utilizzando i normali metodi di calcolo è conveniente introdurre alcune ipotesi semplificative; precisamente:

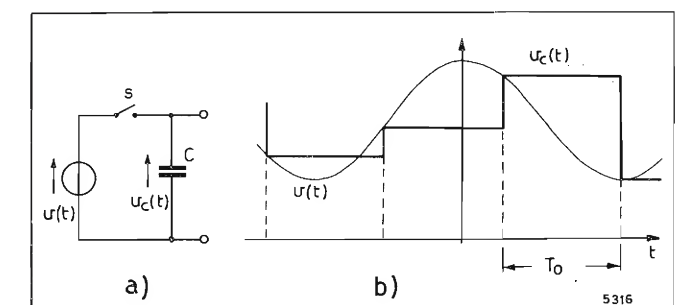



Fig. 1. — Circuito di campionamento e memoria ideale: *a*) schema di principio; *b*) segnali di entrata e di uscita.

(*) Dott. ing. Gianfranco Barbieri, dott. Mario Cominetti, dott. ing. Paolo D'Amato del Laboratorio Ricerche della RAI, Torino.

Dattiloscritto pervenuto l'11 febbraio 1972.

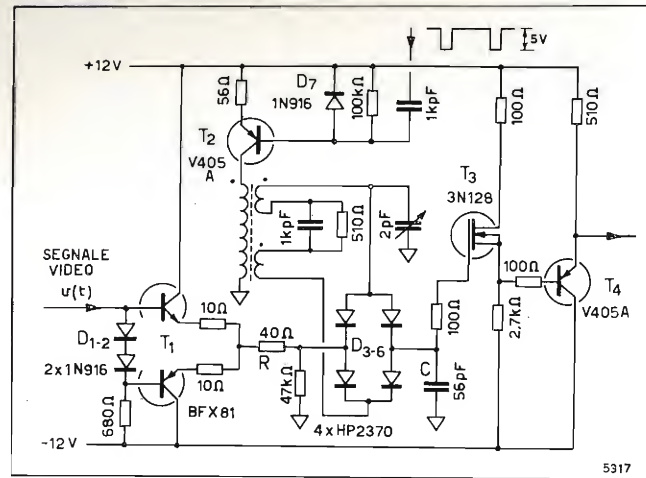



Fig. 2. — Schema elettrico di un circuito di campionamento e memoria reale.

— si suppone che i diodi del ponte (D_{3-6} in fig. 2) presentino una caratteristica lineare quando sono direttamente polarizzati e si comportino come un circuito aperto se inversamente polarizzati;

— si suppone che il ponte di diodi sia perfettamente bilanciato; che le capacità e le induttanze parassite di tutti gli elementi del circuito siano nulle, (la capacità di d'entrata del MOS si ritiene conglobata in C); che la resistenza di entrata del circuito di prelievo sia infinita; che la resistenza d'uscita del doppio emettitore inseguitore che trasferisce il segnale video all'interruttore sia costante.

Con queste ipotesi, nella fase di acquisizione è possibile schematizzare il circuito di figura 2 con il modello di figura 3a. In esso i diodi del ponte sono sostituiti da un generatore di tensione continua V_s, pari alla tensione di soglia, con in serie una resistenza R_d.

La validità del modello è subordinata alla condizione che, in ogni istante, la corrente I_o che comanda la commutazione dei diodi sia superiore, almeno di qualche mA, alla corrente i erogata dal generatore del segnale $v(t)$ da campionare. In questo caso risulta durante tutto l'intervallo di acquisizione:

$$i = \frac{v - v_c}{R_o + R_d},$$

dove v è il valore istantaneo della tensione del segnale e v_c il valore istantaneo della tensione ai capi del condensatore. Il circuito di figura 3a può allora venire ulteriormente trasformato in quello della figura 3b in cui il ponte D_{3-6} è sostituito dalla sua resistenza equivalente R_d, per cui la resistenza totale del circuito è: $R = R_o + R_d$.

Il modello proposto non è valido se all'istante di chiusura dell'interruttore (costituito dal ponte) risulta:

$$[1] \qquad \frac{v - v_c}{R_o + R_d} > I_o .$$

In questo caso due dei quattro diodi del ponte si interdicono ed il condensatore si carica (o si scarica) con corrente costante I_o (fig. 3c), finché continua ad essere valida la disuguaglianza [1]. Se invece, all'istante di chiusura dell'interruttore risulta che $(v - v_c)/(R_o + R_d)$ pur essendo inferiore ad I_o, è molto prossima ad essa, i diodi operano nel tratto curvo della loro caratteristica e il modello proposto continua a non essere valido. Queste ultime due condizioni di funzionamento possono essere considerate anomale e possono essere evitate con un opportuno dimensionamento del circuito.

Si desidera ora pervenire all'espressione della tensione v_c presente ai capi del condensatore durante il tempo di acquisizione. Useremo i seguenti simboli:

t_a = intervallo di acquisizione,

$T_o = \dfrac{1}{f_o} = \dfrac{2\pi}{\omega_o}$ intervallo di campionamento,

$t_m = T_o - t_a$ intervallo di memoria,

$\tau = RC$ = costante di tempo del circuito di figura 3b,

$r(t)$ = risposta all'impulso del circuito suddetto,

ϑ = variabile ausiliaria (tempo).

Se si assume l'origine dei tempi in corrispondenza dell'inizio dell'intervallo di acquisizione, $v_c(t)$ è data, nel medesimo intervallo, dalla seguente espressione:

$$[2] \qquad v_c(t) = v_c(t_a - T_o)\, e^{-t/\tau} + \int_0^t v(\vartheta)\, r(t - \vartheta)\, d\vartheta$$

Inoltre si verifica subito che:

$$[3] \qquad r(t) = \frac{e^{-t/\tau}}{\tau} .$$

La relazione [2] può essere posta sotto una forma di più facile interpretazione fisica. Immaginiamo di sostituire per un momento l'interruttore con un corto circuito; la tensione v risulterebbe permanentemente applicata al circuito e la tensione ai capi del condensatore sarebbe:

$$[4] \qquad v_r(t) = \int_{-\infty}^t v(\vartheta)\, r(t - \vartheta)\, d\vartheta .$$

Nell'intervallo $(0,\ t_a)$, la tensione $v_c(t)$ può allora essere considerata somma di un « componente a regime » $v_r(t)$, definita appunto dalla [4] e di una « componente transitoria » che vale:

$$v_t(t) = v_c(t_a - T_o)\, e^{-t/\tau} - \int_{-\infty}^0 v(\vartheta)\, r(t - \vartheta)\, d\vartheta .$$

Introducendo la [3] si può scrivere:

$$[5] \quad v_t(t) = e^{-t/\tau}\left[v_c(t_a - T_o) - \frac{1}{\tau}\int_{-\infty}^0 v(\vartheta)\, e^{\vartheta/\tau}\, d\vartheta\right] = e^{-t/\tau}\,[v_c(t_a - T_o) - v_r(0)],$$

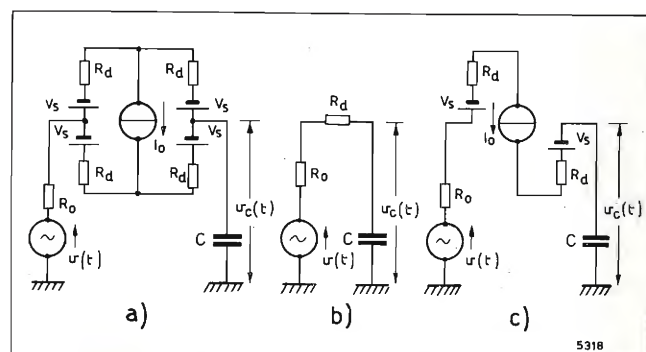



Fig. 3. — Schematizzazione di un circuito di campionamento e memoria reale durante la fase di acquisizione: *a*) sostituzione dei diodi con un generatore di tensione V_s continua con una resistenza in serie R_d; *b*) sostituzione dell'intero ponte di diodi con una resistenza R_d; *c*) caso analogo in cui è soddisfatta la [1].

da cui risulta che la $v_t(t)$ si estingue esponenzialmente con costante di tempo τ.

Se il tempo di acquisizione t_a è molto maggiore di τ si può quindi ritenere che la tensione memorizzata sul condensatore si possa calcolare tenendo conto della sola componente a regime.

La tensione memorizzata è la stessa che si otterrebbe da un circuito di campionamento e memoria ideale che riceva all'entrata la tensione $v_r(t)$, ottenuta facendo transitare $v(t)$ nel filtro passa-basso RC di figura 3b, con funzione di trasferimento:

$$\bar{H}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\,\omega\,\tau} .$$

Se invece non è soddisfatta la condizione $\tau \ll t_a$, $v_c(t_a)$ non è più uguale a $v_r(t_a)$ e può essere calcolata con un procedimento iterativo. Infatti, dalle [4] e [5] si ha:

$$[6] \qquad v_c(t_a) = v_r(t_a) + [v_c(t_a - T_o) - v_r(0)]\, e^{-t_a/\tau} .$$

In questa formula compare $v_c(t_a - T_o)$, che può essere ricavata con una relazione analoga alla [6], ottenuta applicando all'intervallo $(-T_o,\ -T_o + t_a)$ ragionamenti simili a quelli che hanno portato alla [6]; si ha cioè:

$$[7] \quad v_c(t_a - T_o) = v_r(t_a - T_o) + [v_c(t_a - 2T_o) - v_r(-T_o)]\, e^{-t_a/\tau} .$$

Nella [7] compare $v_c(t_a - 2T_o)$, che similmente risulta:

$$v_c(t_a - 2T_o) = v_r(t_a - 2T_o) + [v_c(t_a - 3T_o) - v_r(-2T_o)]\, e^{-t_a/\tau} .$$

Per sostituzioni successive, si ricava la formula finale:

$$v_c(t_a) = v_r(t_a) + \sum_{n=1}^{\infty} \{ v_r(t_a - nT_o) - v_r[(1 - n)T_o] \}\, e^{-nt_a/\tau} .$$

Si può quindi ritenere che un circuito di campionamento e memoria reale, in cui la costante di tempo τ non è piccola rispetto a t_a, fornisce in uscita una tensione memorizzata uguale a quella che si otterrebbe operando un campionamento ideale sul segnale:

$$[8] \quad v_r'(t) = v_r(t) + \sum_{n=1}^{\infty} \{v_r(t - nT_o) - v_r[t - t_a + (1 - n)T_o]\}\, e^{-nt_a/\tau} .$$

Naturalmente, nella [8], solo i primi fattori della sommatoria sono significativi, in quanto i termini $e^{-nt_a/\tau}$ decrescono molto rapidamente al crescere di n.

Il circuito in esame introduce quindi una distorsione lineare, che è quella prodotta da una rete con funzione di trasferimento:

$$\bar{H}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\,\omega\,\tau}\,\{1 + [1 - e^{j\omega(T_o - t_a)}] \sum_{n=1}^{\infty} e^{-nt_a/\tau - j\omega nT_o}\} .$$

Questa distorsione può essere anche notevole e deve essere compensata con un equalizzatore. In particolare l'equalizzatore del primo campionatore deve essere posto a monte del campionatore stesso per evitare che il convertitore analogico-numerico operi su di un segnale che ha subito una non voluta alterazione dello spettro, con conseguente possibile peggioramento del rumore di quantizzazione.

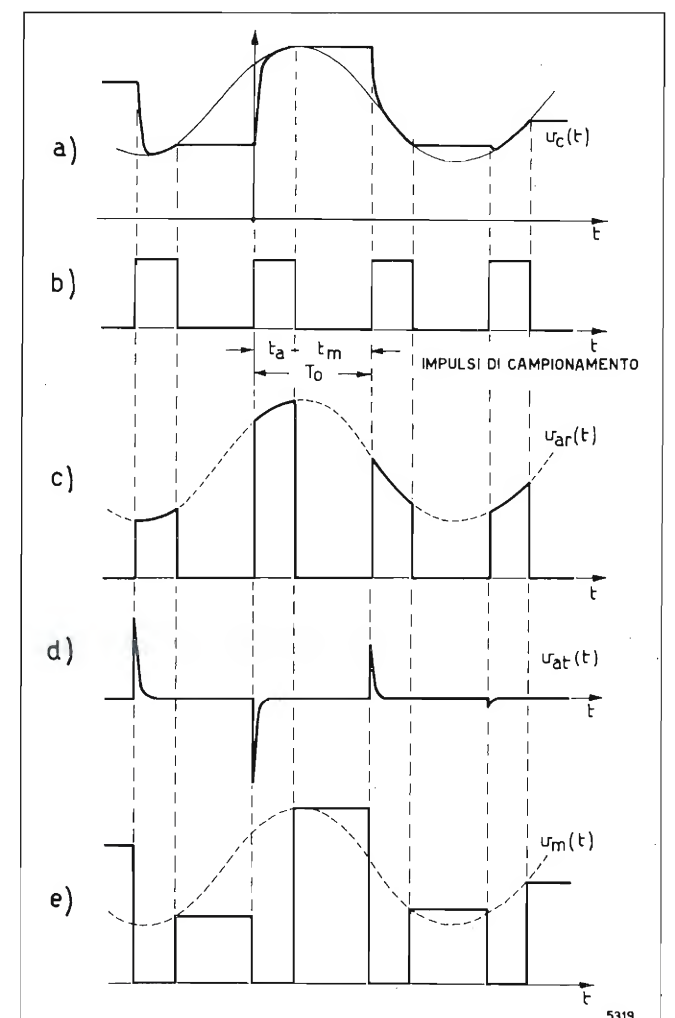



Fig. 4. — Scomposizione del segnale $v_c(t)$ uscente dal « primo campionatore » nelle tre componenti: a regime $v_{ar}(t)$, transitoria $v_{at}(t)$ e di memorizzazione $v_m(t)$, nel caso $\tau \ll t_a$. Per semplicità si suppone che τ sia tanto piccola da poter considerare $v_r(t) = v(t)$.

Poiché non si hanno eccessive difficoltà nel rendere la costante di tempo τ minore od uguale ad 1/5 del tempo di acquisizione (che può essere dell'ordine di 30 ns) è opportuno che entrambi i circuiti di campionamento presenti nel co-decodificatore siano così dimensionati. In questo modo essi introducono soltanto la piccola distorsione dovuta alla rete passa-basso RC con funzione di trasferimento.

$$\bar{H}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\,\omega\,\tau} .$$

Questa distorsione può essere compensata dall'equalizzatore inserito, per le ragioni che saranno spiegate nel paragrafo 4, all'uscita del decodificatore.

3. Spettro del segnale uscente dal " primo campionatore ".

Per una comprensione più approfondita del processo di campionamento e memoria è opportuno trovare la relazione tra lo spettro del segnale entrante e quello del segnale che ha subito il processo suddetto. Ci si pone nella condizione in cui $\tau \ll t_a$ e si esamina il caso del « primo campionatore », in cui, come si è detto, il segnale di entrata è variabile durante il tempo di acquisizione. Il caso più semplice del « secondo campionatore » verrà esaminato nel prossimo paragrafo.

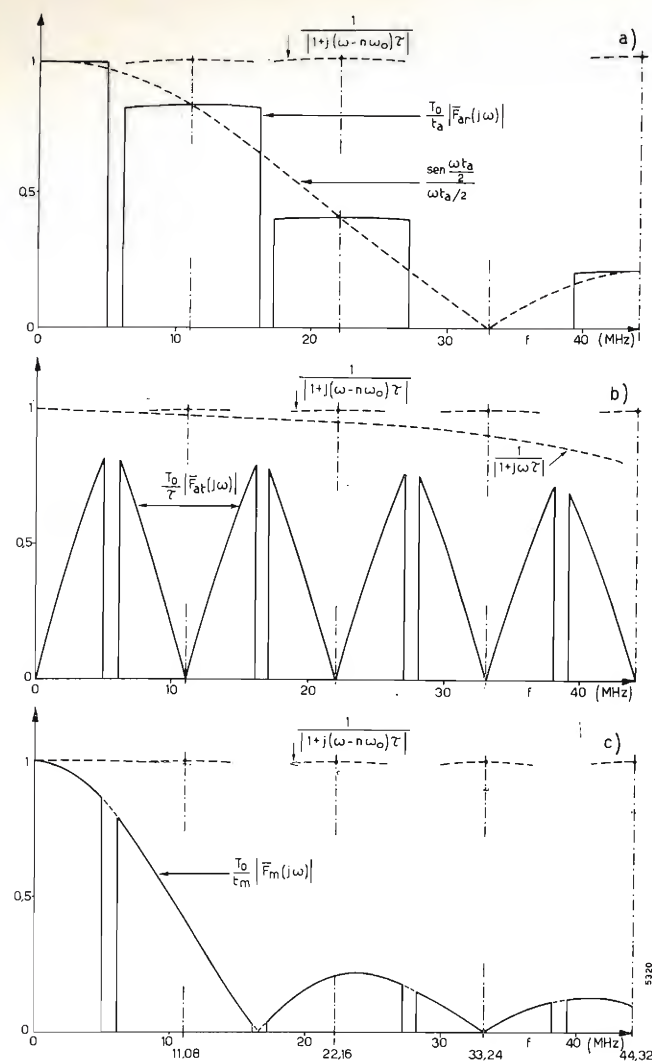



Fig. 5. — Spettro del segnale uscente dal primo campionatore nel caso in cui $f_o = 11{,}08$ MHz, $\tau = 2{,}5$ ns, $t_a = 30$ ns.
a) spettro d'ampiezza della componente a regime $v_{ar}(t)$;
b) spettro d'ampiezza della componente transitoria $v_{at}(t)$;
c) spettro d'ampiezza della componente di memorizzazione $v_m(t)$.

Il segnale uscente dal primo campionatore, come mostra la figura 4 può essere considerato somma di tre termini:

— la componente « a regime » della parte di segnale relativa agli intervalli di acquisizione, che verrà indicata $v_{ar}(t)$;

— la componente « transitoria » della parte di segnale relativa agli stessi intervalli, che verrà indicata con $v_{at}(t)$;

— la parte di segnale relativa agli intervalli di memorizzazione, che verrà indicata con $v_m(t)$.

Lo spettro complessivo del segnale campionato e memorizzato è la somma degli spettri delle tre componenti. La prima componente è uguale al segnale che si otterrebbe operando un « campionamento esatto » sul segnale $v_r(t)$, ottenuto facendo transitare $v(t)$ nel filtro passa-basso RC di figura 3b, ed espresso dalla [4]. Per « campionamento esatto » si intende il processo illustrato in figura 4c in cui il segnale d'entrata viene semplicemente moltiplicato per un treno di impulsi rettangolari di ampiezza unitaria, larghezza t_a e periodo T_o.

Indicando con $p_{ta}(t)$ un impulso del tipo descritto centrato nell'origine, si può esprimere $v_{ra}(t)$ nel modo seguente:

$$v_{ar}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} v_r(t) p_{ta}(t - nT_o - t_a/2) .$$

Se $\bar{F}(j\omega)$ é la trasformata di Fourier del segnale applicato $v(t)$, lo spettro di $v_r(t)$ é dato da:

$$[9] \qquad \bar{F}_r(j\omega) = \frac{\bar{F}(j\omega)}{1 + j\,\omega\,\tau} ,$$

e lo spettro del segnale sottoposto al processo di campionamento esatto risulta:

$$[10] \quad \bar{F}_{ar}(j\omega) =$$

$$= \frac{t_a}{T_o} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{\text{sen}\,(n\omega_o t_a/2)}{n\omega_o t_a/2}\, e^{-jn\omega_o t_a/2}\, \bar{F}_r\,[\,j(\omega - n\omega_o)]$$

dove:

$$\bar{F}_r\,[j(\omega - n\omega_o)] = \frac{\bar{F}\,[j(\omega - n\omega_o)]}{1 + j(\omega - n\omega_o)\,\tau} .$$

La dimostrazione della [10] é contenuta nell'appendice I della Relazione Tecnica del Laboratorio RAI, citata in bibl. 5.

Come si vede dalla figura 5*a*, $|\bar{F}_{ar}(j\omega)|$ è costituito da uno spettro di base, che si ottiene ponendo $n = 0$ nella [10], e da infiniti « spettri di modulazione » composti da una portante alla frequenza nf_o e due bande laterali. Questi spettri di modulazione si ottengono traslando lungo l'asse delle frequenze lo spettro base ed introducendo una attenuazione pari a:

$$\frac{\text{sen}\,(n\omega_o t_a/2)}{n\omega_o t_a/2} .$$

La componente transitoria $v_{ta}(t)$ può essere pensata come il risultato di un particolare processo di campionamento operato sul segnale

$$g(t) = v_r(t - t_m) - v_r(t) .$$

La particolarità del processo consiste nel fatto che gli impulsi di campionamento sono di tipo esponenziale. L'equazione del segnale che costituisce la portante di campionamento è quindi la seguente:

$$W(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} u(t - nT_o)\, e^{-\frac{t - nT_o}{\tau}} ,$$

dove $u(t)$ è la funzione gradino unitario di Heaviside.

Nel campionatore l'ampiezza dei singoli impulsi della serie $W_T(t)$ viene modulata da $g(t)$. Si perviene così all'espressione analitica seguente:

$$v_{at}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} g(nT_o)\, u(t - nT_o)\, e^{-\frac{t - nT_o}{\tau}} .$$

A parte la diversa forma degli impulsi il processo è analogo a quello conosciuto come « campionamento a tetto piatto », che verrà considerato più avanti.

Lo spettro di $v_{at}(t)$ è calcolato in appendice II di bibl. 5 e vale:

$$[11] \quad \bar{F}_{at}(j\omega) = \frac{\tau}{T_o} \cdot \frac{1}{1 + j\omega\tau} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \bar{F}_g[j(\omega - n\omega_o)]$$

ove $\bar{F}_g(j\omega)$ è la trasformata di Fourier di $g(t)$, cioè:

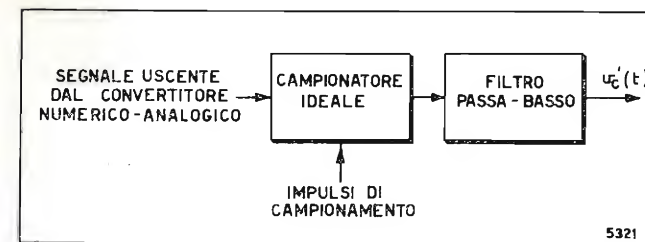



Fig. 6. — Modello funzionale del « secondo campionatore ».

$$\bar{F}_g(j\omega) = \bar{F}(j\omega)\, \frac{e^{-j\omega t_m} - 1}{1 + j\omega\tau} .$$

L'andamento di $|\bar{F}_{at}(j\omega)|$ è mostrato in figura 5b.

Rimane infine da considerare la terza componente del segnale uscente dal circuito di campionamento e memoria, quella cioè relativa agli intervalli di memoria t_m e che è stata indicata con $v_m(t)$. Essa può essere pensata come ricavata dal segnale $v_r(t)$ mediante un processo di campionamento « a tetto piatto ». In un processo di questo tipo gli impulsi di campionamento mantengono la forma rettangolare, ma assumono un'altezza uguale al valore assunto dal segnale di entrata in punti che si trovano in una posizione fissa rispetto agli impulsi stessi.

L'espressione di $v_m(t)$ è la seguente:

$$v_m(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} v_r(t_a - nT_o) \cdot p_{tm}\!\left(t - nT_o - \frac{T_o + t_a}{2}\right) ,$$

ove $p_{tm}(t)$ è un impulso centrato nell'origine, di altezza unitaria e larghezza t_m. Lo spettro di $v_m(t)$ vale:

$$[12] \quad \bar{F}_m(j\omega) = \frac{t_m}{T_o} \frac{\text{sen}\,(\omega t_m/2)}{\omega t_m/2}\, e^{-j\omega(T_o + t_a)/2} .$$

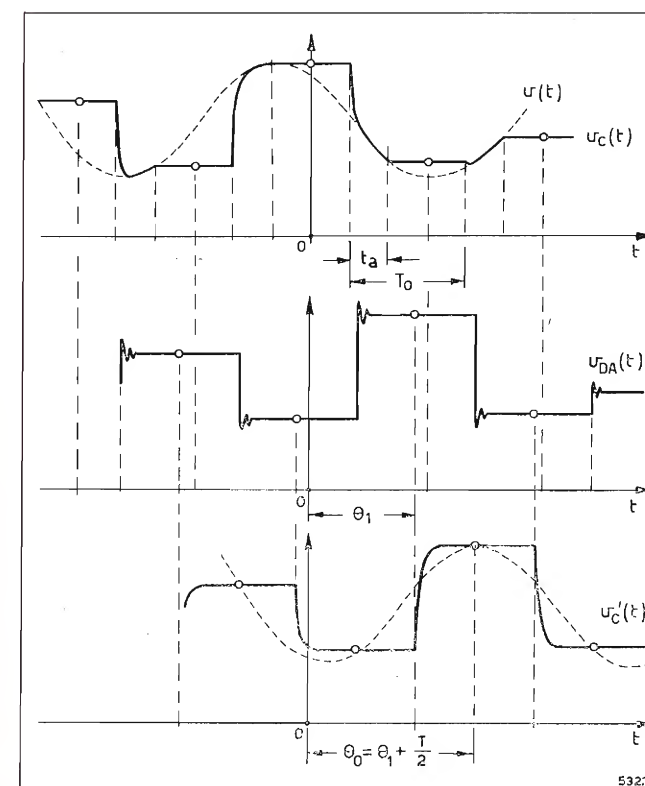



Fig. 7. — Andamento dei seguenti segnali: $v(t)$ = tensione d'entrata del codificatore, $v_c(t)$ = tensione uscente dal primo campionatore, $v_{DA}(t)$ = componente utile della tensione uscente dal convertitore numerico-analogico, $v_c'(t)$ = componente utile della tensione uscente dal secondo campionatore.

$$\cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \bar{F}_r[j(\omega - n\omega_o)]\, e^{j(\omega - n\omega_o)t_a} ,$$

con $\bar{F}_r(j\omega)$ definito dalla [9].

L'andamento di $|\bar{F}_m(j\omega)|$ è mostrato in figura 5c.

In conclusione lo spettro $\bar{F}_c(j\omega)$ del segnale uscente dal circuito di campionamento e memoria è somma di tre termini, $\bar{F}_{ar}(j\omega)$, $\bar{F}_{at}(j\omega)$ ed $\bar{F}_m(j\omega)$, ciascuno dei quali può essere ulteriormente decomposto in uno spettro di base (che si ottiene ponendo $n = 0$ nelle [10], [11], [12] ed in infiniti spettri di modulazione.

Se la frequenza di campionamento f_o è maggiore del doppio del limite di banda del segnale entrante, lo spettro di base complessivo può essere separato dagli spettri di modulazione con un filtro passa-basso ideale. Poiché lo spettro di base, pur non essendo uguale a quello del segnale originario, può essere ricavato da esso con operazioni puramente lineari, il processo di campionamento e memoria non introduce in questo caso alcuna perdita d'informazione (teorema di Shannon).

4. Spettro del segnale uscente dal secondo campionatore.

Il secondo campionatore agisce sul segnale uscente dal convertitore numerico-analogico, che è costituito da una successione di tratti costanti, la cui durata è pari ad un intervallo di campionamento e la cui ampiezza riproduce, a meno dell'errore di quantizzazione, quella della tensione memorizzata $v_m(t)$ nel primo campionatore.

Il segnale uscente dal secondo campionatore può essere considerato somma di due componenti: la prima (componente utile) è costituita da una successione di livelli esattamente uguali al valore della tensione memorizzata $v_m(t)$; la seconda (componente di rumore) è una successione di livelli pari agli errori di quantizzazione.

Si vuol calcolare lo spettro della componente utile, senza far uso dei risultati del paragrafo precedente, ma seguendo una via più semplice ed intuitiva. Questa componente può essere pensata come ottenuta dal segnale $v_m(t)$ mediante un processo di campionamento e memoria ideale (1). Per tenere conto della costante di tempo finita del secondo campionatore si può supporre che il segnale uscente dal circuito ideale attraversi un filtro passa-basso RC (fig. 6).

La componente utile del segnale uscente dal secondo campionatore ha la seguente espressione:

$$v_c'(t) =$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} v_r(t_a - nT_o)\, p_{To}\!\left(t - \vartheta_o - \frac{T_o + t_a}{2} - nT_o\right)$$

dove con $p_{To}(t)$ si è indicato un impulso rettangolare di ampiezza unitaria e larghezza T_o centrato nell'origine e con ϑ_o si è indicato il ritardo tra il centro degli impulsi $v_m(t)$ ed il centro dei corrispondenti tratti costanti nel segnale $v_c'(t)$. L'andamento di $v_c'(t)$, nel caso che il segnale entrante nel codificatore sia sinusoidale,

(1) Si noti che un processo di campionamento e memoria ideale è equivalente ad un processo di campionamento a tetto piatto, operato con impulsi di comando di durata pari all'intervallo di campionamento.

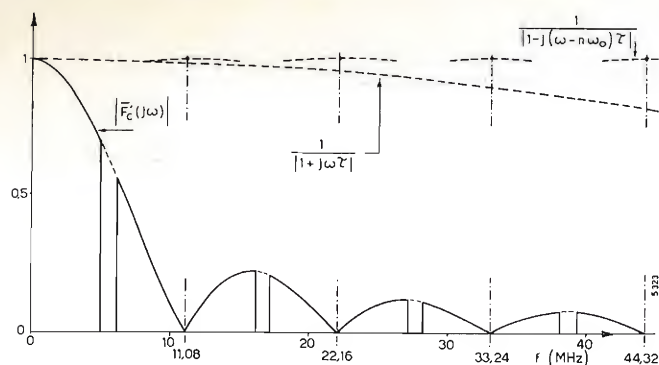



Fig. 8. — Spettro d'ampiezza della componente utile del segnale uscente dal secondo campionatore nel caso in cui $f_o = 10{,}08$ MHz, $\tau = 2{,}5$ ns.

è mostrato in figura 7 dove, per confronto, è anche indicato il segnale $v_c(t)$.

Lo spettro di $v_c'(t)$ può essere calcolato con un procedimento simile a quello descritto nell'appendice III di bibl. 5; si ha:

$$[13] \quad \bar{F}_c'(j\omega) = \frac{\operatorname{sen} \dfrac{\omega T_o}{2}}{\omega T_o/2} \cdot$$

$$\cdot \frac{e^{-j\omega[\theta_o + (T_o + t_a)/2]}}{1 + j\omega\tau} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \bar{F}_r[j(\omega - n\omega_o)]\, e^{j(\omega - n\omega_o)t_a}$$

dove $\bar{F}_r(j\omega)$ è dato dalla [9].

Anche $\bar{F}_c'(j\omega)$ è costituito da uno spettro di base e da spettri di modulazione (fig. 8), ed anche in questo caso è possibile separare il primo dai secondi se la frequenza di campionamento è maggiore del doppio del limite di banda del segnale entrante. Tuttavia lo spettro di base non è uguale a quello del segnale originario, ma si ottiene moltiplicando quest'ultimo per:

$$\frac{\operatorname{sen} \dfrac{\omega T_o}{2}}{\omega T_o/2} \; \frac{1}{(1 + j\omega\tau)^2} \; e^{-j\omega[\theta_o - (T_o - t_a)/2]} .$$

Il fattore $e^{-j\omega[\theta_o + (T_o - t_a)/2]}$ indica semplicemente che il segnale ricostruito è ritardato, rispetto a quello entrante nel codificatore, di $\vartheta_o + \dfrac{T_o - t_a}{2}$. Il fattore

$$[14] \qquad \frac{\operatorname{sen} \dfrac{\omega T_o}{2}}{\omega T_o/2} \; \frac{1}{(1 + j\omega\tau)^2}$$

è indice di una distorsione di ampiezza e di fase. Si noti tuttavia che la costante di tempo τ dei due circuiti di campionamento è molto piccola per cui in pratica è apprezzabile soltanto la distorsione di ampiezza.

Da quanto detto segue che per ricostruire il segnale originario occorre inserire a valle del secondo campionatore un filtro passa-basso equalizzato ed un equalizzatore la cui funzione di trasferimento approssimi nel miglior modo possibile l'inverso della [14]. Risultati più che soddisfacenti si ottengono con un doppio dipolo a minima fase ed a resistenza costante, del tipo mostrato in figura 9. La funzione di trasferimento di una rete di questo tipo vale:

$$\bar{H}(j\omega) = \frac{Q + j\left(\dfrac{\omega}{\omega_o} - \dfrac{\omega_o}{\omega}\right)}{Q + j\dfrac{1}{\beta}\left(\dfrac{\omega}{\omega_o} - \dfrac{\omega_o}{\omega}\right)},$$

ove

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}, \quad \beta = \frac{R_o}{R_o + R_2} \quad \text{e} \quad Q = \frac{R_2}{\omega_o L_2}.$$

I valori di β, ω_o e Q possono essere calcolati cercando di rendere minimo lo scarto quadratico medio tra i moduli della funzione di trasferimento reale e di quella ideale in tutta la banda video. A questo fine, può essere impiegato un procedimento di iterazioni successive, simile a quello descritto in bibl. 4 per il calcolo degli equalizzatori di ritardo di gruppo.

In figura 9 sono indicati i valori dei componenti dell'equalizzatore adatto per lo standard G, calcolati col procedimento di cui sopra. Come frequenza di campionamento si è considerato il valore 11,08 MHz, consigliato in bibl. 3 per lo standard G, e per τ si è assunto il valore di 2,5 ns. Sono pure riportati in figura 9 le curve di risposta ampiezza-frequenza e ritardo di gruppo-frequenza dell'equalizzatore ideale e di quello reale. Mentre la risposta ampiezza-frequenza dei due equalizzatori non differiscono in modo apprezzabile (lo scarto quadratico medio fra le due è di $8 \cdot 10^{-4}$), non c'è una perfetta coincidenza tra gli andamenti del ritardo di gruppo in quanto, come si è detto, l'equalizzatore reale è una rete a minima fase e non a ritardo costante. Tuttavia, gli scarti tra le due curve di ritardo sono piccoli, e di essi si può tener conto nel dimensionamento dell'equalizzatore di ritardo di gruppo associato al filtro passabasso.

5. La " folded distortion ".

La ricostruzione del segnale originario, operata nel modo indicato nel paragrafo precedente, è imperfetta, a causa del rumore di quantizzazione e della presenza eventuale di « folded distortion ».

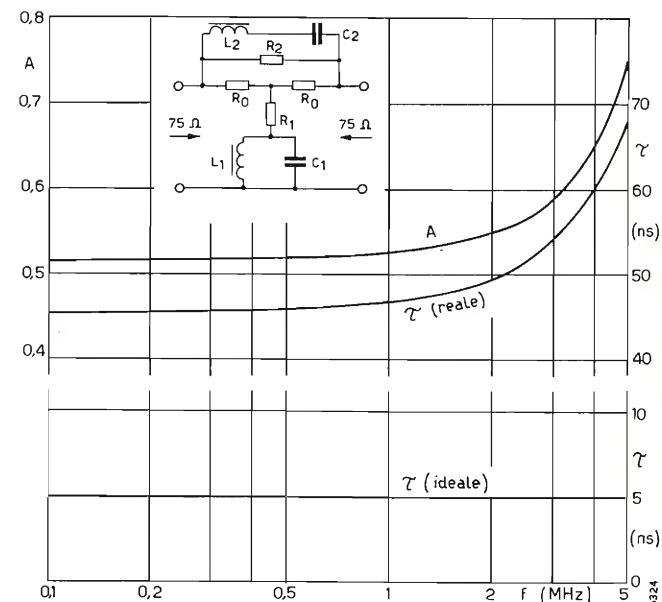



Fig. 9. — Schema e caratteristiche dell'equalizzatore di uscita del decodificatore video PCM. Per lo standard G i valori dei componenti sono: $R_0 = 75\ \Omega$, $R_1 = 82\ \Omega$, $R_2 = 68\ \Omega$; $L_1 = 2{,}45\ \mu$H, $L_2 = 0{,}91\ \mu$H; $C_1 = 161$ pF, $C_2 = 436$ pF. La curva A è la caratteristica di risposta in ampiezza in funzione della frequenza (nella scala del disegno non si distingue la curva reale da quella ideale; le altre due curve sono rispettivamente la caratteristica di ritardo reale a quella ideale.

Un'analisi del rumore di quantizzazione è fuori dagli scopi del presente lavoro, in quanto si tratta di un fenomeno non legato al processo di campionamento e memoria. La « folded distortion » invece è legata al suddetto processo e consiste nella presenza in banda base di residui degli spettri di modulazione. Questi residui non possono venir eliminati dal filtro passa-basso di uscita e quindi dànno luogo ad un disturbo sul segnale co-decodificato.

Per evitare questo, si inserisce un filtro passa-basso equalizzato anche all'entrata del codificatore (v. bibl. 3) allo scopo di contenere sicuramente la banda del segnale video di entrata entro $f_c/2$. Tuttavia il suddetto filtro, per motivi di adattamento d'impedenza, non può essere posto direttamente all'entrata del primo campionatore e l'amplificatore video che adatta i due circuiti, poiché opera su segnali di ampiezza elevata ([2]), può comportarsi in modo non del tutto lineare. In particolare può verificarsi una distorsione armonica sulla sottoportante di colore, che si traduce, a valle del primo campionatore, in « folded distortion ».

Le righe spurie dovute a questa distorsione, che per brevità chiameremo « righe di sovrapposizione » generano un disturbo consistente in barre trasversali che scorrono sull'immagine televisiva.

L'effetto soggettivo del disturbo dipende anche dall'eventuale presenza di disturbi analoghi, che possono sorgere per effetto del processo di quantizzazione se la frequenza di campionamento non è multipla della sottoportante e sincrona con questa (bibl. 3). È difficile quindi fissare un limite preciso di tolleranza per l'ampiezza delle righe di sovrapposizione; tuttavia sembra ragionevole ammettere che il loro valore efficace globale non debba superare il valore efficace teorico del rumore di quantizzazione, calcolabile con la ben nota formula:

$$D/N = 10{,}8 + 6n \text{ dB} ,$$

dove: D è la dinamica di quantizzazione; N è il valore efficace del rumore di quantizzazione; n è il numero di bit.

Per identificare le righe di sovrapposizione può essere utile osservare lo spettro del segnale uscente dal primo campionatore ove, a differenza che nel segnale co-decodificato, manca il rumore di quantizzazione. Occorre tener presente, tuttavia che, l'ampiezza delle righe di sovrapposizione e della riga utile è diversa nei due spettri, come risulta confrontando le [10], [11], [12] con la [13].

La figura 10 permette di confrontare, in un caso particolare, gli spettri dei due segnali. Nel caso in cui la codifica avvenga con 8 e 7 bit, le righe di sovrapposizione prevalgono, nello spettro del segnale co-decodificato, su quelle del rumore di quantizzazione, mentre nel caso in cui il numero di bit sia inferiore esse si confondono con queste ultime.

6. Conclusioni.

È stato studiato il processo di campionamento e memoria con la duplice finalità di fornire gli elementi di progetto del circuito relativo e di individuare le

([2]) Per assicurare una codifica sufficientemente precisa, la spaziatura tra i livelli di quantizzazione deve essere di almeno 20 mV. Di conseguenza, in un codificatore ad 8 bit, la dinamica di quantizzazione risulta di $\cong$ 5 V.

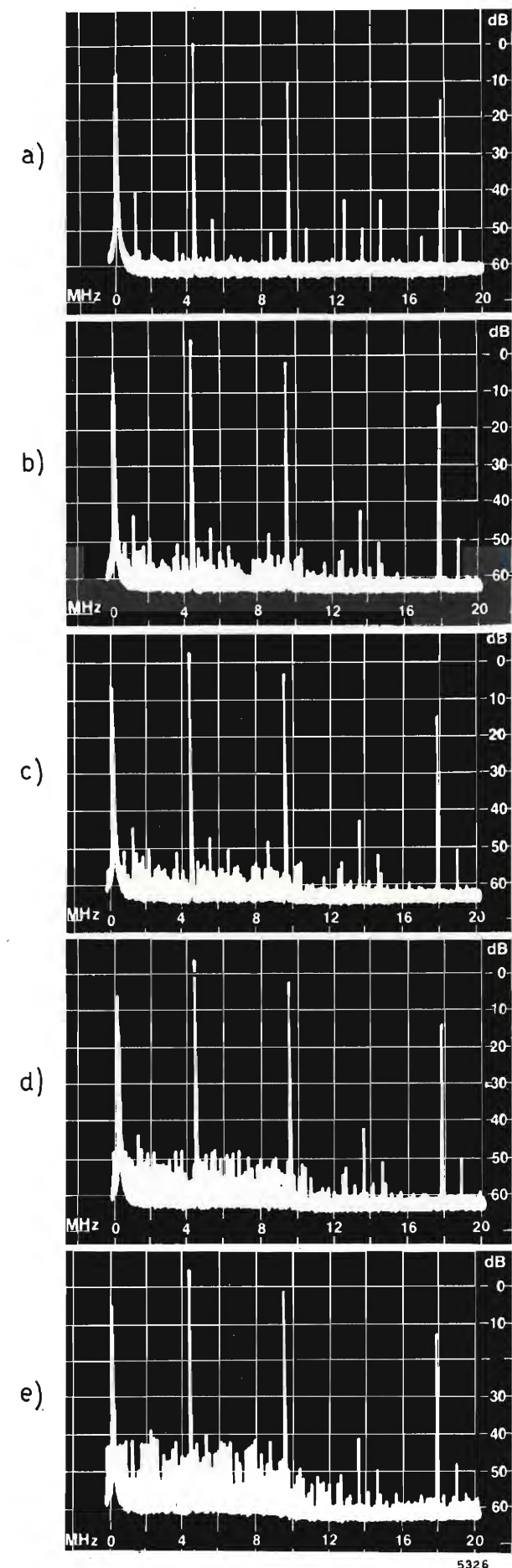



Fig. 10. — Spettro del segnale uscente dal primo campionatore (a) e spettro del segnale co-decodificato [b) = 8 bit, c) = 7 bit, d) = 6 bit, e) = 5 bit] nel caso in cui il segnale di entrata sia una sinusoide a 4,2 MHz e la frequenza di campionamento sia di 13,3 MHz.

distorsioni da esso introdotte nel segnale co-decodificato. Queste ultime sono di tipo lineare e non lineare. Le prime possono essere compensate con un equalizzatore, di cui sono stati forniti gli elementi di progetto. La distorsione non lineare (folded distortion) può essere resa trascurabile con un accurato progetto di filtri di entrata e di uscita e dell'amplificatore compreso fra il filtro di entrata ed il primo campionatore.

Si ringrazia la BBC per aver messo a disposizione del Laboratorio Ricerche della RAI un co-decodificatore video PCM, che ha permesso la verifica sperimentale dei risultati del presente studio. (1424)

BIBLIOGRAFIA

1. *Pulse code modulation of video signals: 8 bit coder and decoder.* « BBC Research Department », Report N. 1970-25.

2. GRAY J. R., KITSOPOULOS S. C.: *A precision sample and hold circuit with subnanosecond switching.* « IEEE Trans. on circuit theory », pagg. 389-396, settembre 1964.

3. ALBERICO F, BARBIERI G. F., D'AMATO P., GHIDINI I.: *Determinazione soggettiva dei parametri fondamentali di un sistema PCM video lineare.* In questo numero a pag. 95.

4. BOVO L., D'AMATO P., GUARGUAGLI I.: *Progetto di equalizzatori di ritardo di gruppo col calcolatore elettronico.* « Elettronica e Telecomunicazioni », pagg. 134-140, luglio 1970.

5. BARBIERI G. F., COMINETTI M., D'AMATO P.: *Il processo di campionamento e memoria nella codifica in PCM di un segnale televisivo.* « Relazione Tecnica n. 71-48-I del Laboratorio Ricerche RAI », 20 dicembre 1971.

DISTORSIONI DELLA CROMINANZA IN UN SEGNALE PCM-VIDEO LINEARE

PAOLO D'AMATO (*)

SOMMARIO — Si analizzano le distorsioni della crominanza introdotte da un codificatore PCM video lineare per effetto del processo di quantizzazione. Viene preso in considerazione soltanto il caso in cui la frequenza di campionamento sia uguale al triplo di quella della sottoportante. In questa ipotesi, sono calcolati gli errori massimi di ampiezza e di fase in regime stazionario ed è esaminato il meccanismo con cui si generano le distorsioni di guadagno e fase differenziale. I risultati presentati sono particolarmente utili per la definizione delle caratteristiche dei codificatori PCM impiegati per misure sui segnali d'inserzione.

SUMMARY — ***Chrominance distortions in a linear PCM-video signal.*** *This paper analyzes the chrominance distortions introduced by a PCM video coder caused by quantizing process, taking into account only the case in which the sampling frequency is three times the subcarrier frequency. According to this hypothesis, the maximum amplitude and phase errors in steady-state conditions are computed and the process by means of which differential gain and phase distortions are generated is examined in details. The results obtained are particularly useful to determine the features of the PCM video coders used for measurements on ITS signals.*

1. Introduzione.

Nel processo di co-decodifica PCM lineare di un segnale video, gli errori dovuti alla quantizzazione generano distorsioni di vario tipo, la cui entità dipende dal potere risolutivo del codificatore, cioè dal numero di bit con cui viene codificato ogni campione di segnale. Per le applicazioni normali del PCM, la determinazione del minimo potere risolutivo necessario per assicurare un'inapprezzabile degradazione dell'immagine deve essere effettuata prevalentemente in base a prove soggettive; tuttavia la conoscenza quantitativa delle distorsioni dovute alla quantizzazione può fornire utili indicazioni supplementari.

I codificatori PCM possono inoltre essere impiegati a scopo di misura. Secondo un sistema di misura ideato dall'ITA — Independent Television Authority — (bibl. 1, 2) la parte di segnale video contenente i segnali d'inserzione viene codificata in PCM; i dati così ottenuti vengono inviati ad un elaboratore elettronico, il quale a sua volta calcola i parametri caratteristici delle varie distorsioni. Ai fini di questa particolare applicazione, il potere risolutivo del codificatore deve essere determinato esclusivamente in base alle distorsioni dovute alla quantizzazione, in quanto esse condizionano la precisione delle misure. La conoscenza di queste distorsioni è quindi importante soprattutto in vista delle applicazioni del PCM a scopi di misura.

In questo lavoro viene analizzato l'effetto della quantizzazione sul segnale di crominanza. Ci si limita a considerare il caso in cui la frequenza di campionamento (o di « clock ») sia uguale al triplo della sottoportante di colore e sincrona con essa.

Un trattazione valida nel caso di frequenze di campionamento qualsiasi sarebbe estremamente complicata. D'altro canto, nelle applicazioni del PCM a scopo di misura, i parametri relativi alla crominanza possono essere ricavati dal calcolatore con programmi abbastanza semplici solo se la frequenza di campionamento è agganciata a quella della sottoportante. La trattazione più generale non avrebbe quindi interesse ai fini dell'unica applicazione per la quale è indispensabile una conoscenza precisa delle distorsioni dovute alla quantizzazione.

(*) Dott. ing. Paolo D'Amato del Laboratorio Ricerche della RAI, Torino.

Dattiloscritto pervenuto il 10 gennaio 1972.

2. Analisi degli errori in regime stazionario.

Si supponga di inviare ad un co-decodificatore video PCM lineare un segnale costituito da una sottoportante di colore di ampiezza costante, sovrapposta ad un livello di luminanza costante.

Nel codificatore (fig. 1) il segnale incontra un circuito di « campionamento e memoria » (bibl. 3) che ricava da esso una forma d'onda a tre livelli, poiché tre sono i campioni prelevati in ogni periodo di sottoportante (fig. 2). Questa forma d'onda entra nel convertitore analogico-numerico, l'uscita del quale si suppone sia direttamente connessa al convertitore numerico-analogico. All'uscita di quest'ultimo si ottiene nuovamente una forma d'onda a tre livelli, in cui però i livelli sono alterati per effetto dell'errore di quantizzazione.

Conviene considerare il segnale uscente dal convertitore numerico-analogico come differenza di una « forma d'onda corretta », identica a quella ottenuta all'uscita del circuito di campionamento e memoria (a tratti in fig. 2b), e di una « forma d'onda di errore » (fig. 2c).

La prima, filtrata con passa-basso ideale con frequenza di taglio pari al limite della banda video (5 MHz nello standard G), dà luogo ad un livello di luminanza uguale a quello di partenza, e ad un segnale di crominanza ritardato di 60° rispetto a quello originario e attenuato di

$$a(\omega_c) = \frac{\text{sen}\,(\omega_c\tau/2)}{\omega_c\tau/2}$$

FILTRO PASSA BASSO — CIRCUITO CAMPIONA-MENTO E MEMORIA — CONVERT. ANALOGICO NUMERICO — CONVERT. NUMERICO ANALOGICO — FILTRO PASSA BASSO ED EQUALIZZ.
CODIFICATORE — DECODIFICATORE
5253

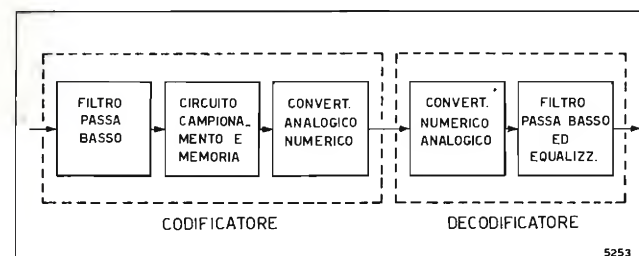



Fig. 1. — Schema a blocchi di un co-decodificatore video PCM.

ove $\omega_c = 2\pi/T_c$ è la pulsazione della sottoportante e $\tau = T_c/3$ è l'intervallo di campionamento; risulta pertanto:

$$a(\omega_c) = 0{,}827 \text{ pari a} - 1{,}65 \text{ dB}.$$

Quest'attenuazione viene compensata dall'equalizzatore, situato all'uscita del decodificatore (bibl. 3), che, all'interno della banda video, ha una funzione di trasferimento:

$$[1] \qquad h(\omega) = \frac{\omega\tau/2}{\text{sen}\,(\omega\tau/2)}.$$

Anche il segnale di errore transita nel filtro passa-basso e nell'equalizzatore. Il primo lascia passare soltanto la componente continua V_{oe} e l'armonica fondamentale $v_{ce} = V_{ce}$ sen $\omega_c t$, il secondo altera l'ampiezza V_{ce} nel rapporto dato dalla [1].

La componente continua dell'errore è responsabile della distorsione di intermodulazione fra crominanza e luminanza. È bene notare che, se non esistesse la sottoportante, il livello di luminanza sarebbe pur sempre alterato per effetto degli errori di quantizzazione, ma di una quantità V_q in generale diversa. L'errore dovuto alla intermodulazione è dunque $V_{oe} - V_q$.

L'armonica fondamentale dell'errore può essere scissa in una componente in fase con la sottoportante ottenuta dal filtraggio della forma d'onda corretta ed una in quadratura. La prima introduce una pura distorsione di ampiezza; la seconda, se è piccola rispetto alla sottoportante, dà luogo a distorsione di fase.

È interessante valutare il massimo possibile errore del livello di luminanza e la massima distorsione di ampiezza e di fase.

Il massimo errore del livello di luminanza si ha quando tutti i tre campioni del segnale prelevati in un periodo di sottoportante sono alterati di una quantità uguale all'intervallo di quantizzazione Δ. In questo caso la forma d'onda di errore si riduce ad un livello costante e si ha: $V_{oe} = \Delta$.

Si può dimostrare che l'armonica fondamentale della forma d'onda di errore è massima se uno solo dei tre campioni è esatto e gli altri due sono affetti da un errore Δ, o viceversa. In questo caso l'ampiezza della fondamentale, a valle dell'equalizzatore, vale:

$$V_{ce} = \frac{2}{3}\,\Delta.$$

Il massimo errore di ampiezza si ha quando v_{ce} è in fase o in opposizione con la sottoportante, la cui ampiezza è V_c, e tale errore in percento vale:

$$[2] \qquad \varepsilon_{max}\% = \pm\frac{2\,\Delta}{3\,V_c}\,100.$$

Se V_{ce} è in quadratura con V_c, si ha il massimo errore di fase, che in gradi vale:

$$[3] \qquad \varphi_{max} = \pm\frac{180}{\pi}\,\text{arctg}\,\frac{2\,\Delta}{3\,V_c} \cong \frac{120}{\pi}\,\frac{\Delta}{V_c}.$$

Ricordando che $\Delta = V_d/2^n$, dove V_d è la dinamica del codificatore ed n il numero di bit, si possono ricavare espressioni di $\varepsilon_{max}\%$ e φ_{max} in cui compare il numero di bit:

$$[4] \qquad \varepsilon_{max}\% = \pm\frac{2}{3}\,\frac{V_d}{2^n V_c}\,100, \qquad \varphi_{max} \cong \pm\frac{120}{\pi}\,\frac{V_d}{2^n V_c}.$$

In base alla [4] è stata compilata la seguente tabella, che riporta i diversi valori di ε_{max} in percento e φ_{max} in gradi in funzione del numero di bit, dell'ampiezza picco a picco della sottoportante (che vale $2V_c$), e della dinamica del codificatore.

Errore massimo di ampiezza ε_{max} in % ed errore massimo di fase φ_{max} in gradi

Ampiezza picco-picco sottoportante (V)		Numero di bit n: 8		7		6		5	
		Dinamica codificatore V_d in volt							
		1,2	1,4	1,2	1,4	1,2	1,4	1,2	1,4
0,14	ε_{max} %	4,5	5,2	8,9	10,4	17,9	20,8	35,7	46,0
	φ_{max} °	2,6	3,0	5,1	6,0	10,2	11,9	20,5	23,9
0,20	ε_{max} %	3,1	3,6	6,2	7,3	12,5	14,6	25,0	29,2
	φ_{max} °	1,8	2,1	3,6	4,2	7,2	8,4	14,3	16,7
0,28	ε_{max} %	2,2	2,6	4,5	5,2	8,9	10,4	17,9	20,8
	φ_{max} °	1,3	1,5	2,6	3,0	5,1	6,0	10,2	11,9
0,70	ε_{max} %	0,9	1,0	1,8	2,1	3,6	4,2	7,1	8,3
	φ_{max} °	0,5	0,6	1,0	1,2	2,0	2,4	4,1	4,8

Sono presi in considerazione valori del numero di bit compresi tra 5 e 8. Per l'ampiezza picco a picco della sottoportante sono stati scelti i seguenti valori:

- 0,14 V (ampiezza picco a picco della sottoportante sovrapposta alla scalinata nelle righe 17 e 330 dei segnali d'inserzione inglesi);
- 0,20 V (ampiezza picco a picco della sottoportante sovrapposta al dente di sega nel segnale di prova CCIR n. 3);
- 0,28 V (ampiezza picco a picco della sottoportante sovrapposta alla scalinata nella riga 330 dei segnali d'inserzione CCIR e nelle righe 17 e 330 dei segnali d'inserzione italiani);
- 0,70 V (ampiezza picco a picco della sottoportante della « barra di crominanza », nella riga 331 dei segnali d'inserzione CCIR).

Per la dinamica del codificatore sono presi in considerazione due valori. Il primo (V_d = 1,4 V) consente, con un piccolo margine di sicurezza, la codifica delle barre di colore al 100% (1,33 V); il secondo (V_d =

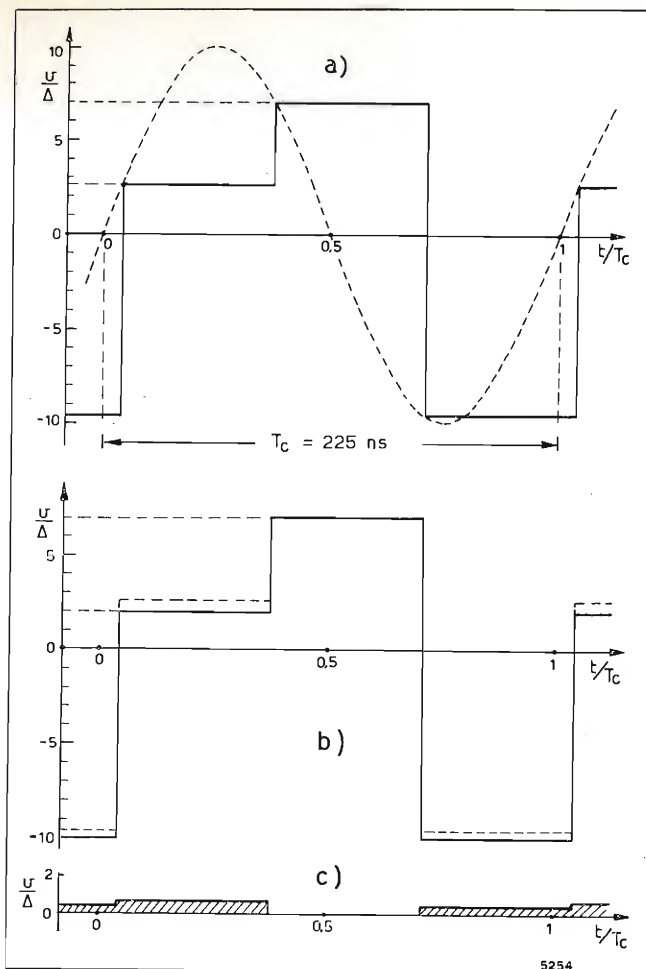



Fig. 2. — Processo di quantizzazione di un segnale costituito da una sottoportante di colore: *a*) segnale di partenza e segnale all'uscita del circuito di campionamento e memoria; *b*) segnale all'uscita del decodificatore (linea continua), differenza della forma d'onda corretta, identica a quella presente all'uscita del circuito di campionamento e di memoria (qui segnata a tratti) e della forma d'onda d'errore, segnata separatamente in *c*).

$= 1{,}2$ V) può venir adottato se si rinunzia alla codifica delle barre di colore al 100% e consente, con un piccolo margine di sicurezza, la codifica dei segnali d'inserzione CCIR (1,14 Vpp).

3. Distorsioni di guadagno e fase differenziale.

Nel paragrafo precedente sono stati calcolati i massimi errori di ampiezza e di fase della sottoportante. Ci si propone ora di trovare la legge di variazione di tali errori in funzione del livello di luminanza. Poiché gli errori variano in maniera discontinua, è opportuno per mettere in evidenza il fenomeno, impiegare un segnale di prova in cui la componente di luminanza varia con continuità. Si prende in considerazione quindi non una scalinata ma un dente di sega con sovrapposta una sottoportante di ampiezza costante. Si suppone inoltre che la pendenza del dente di sega sia così piccola da poter ritenere praticamente costante il livello di luminanza durante un periodo di sottoportante. In questo caso è ancora applicabile il metodo di analisi in regime stazionario del paragrafo precedente ([1]).

Si consideri un valore di luminanza tale per cui il primo dei tre campioni di segnale prelevati in un periodo di sottoportante contiene un numero intero di intervalli di quantizzazione. In questa situazione, il

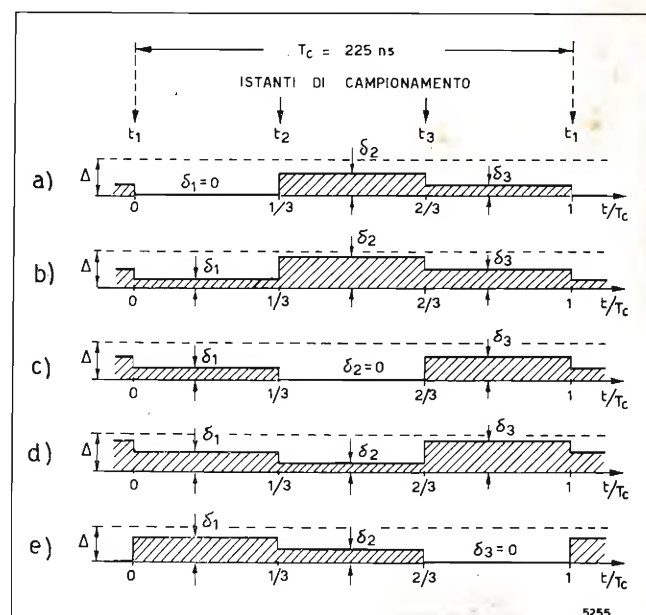



Fig. 3. — Tre configurazioni della forma d'onda di errore: *a*) prima configurazione; *b*) aumentando il livello di luminanza la configurazione non cambia finché δ_2 non diventa uguale a Δ (intervallo di campionamento); *c*) e *d*) seconda configurazione; *e*) terza configurazione.

processo di codifica non introduce errore sul primo campione ($\delta_1 = 0$). Per fissare le idee, si supponga che l'errore δ_2 introdotto sul secondo campione sia maggiore dell'errore δ_3 introdotto sul terzo (fig. 3a).

Aumentando il livello di luminanza, cambia soltanto la componente continua (fig. 3b), finché l'errore sul secondo campione non diventa uguale a Δ. Dopo un'ulteriore piccolissima variazione del livello di luminanza δ_2 si annulla e la forma d'onda di errore assume una nuova configurazione (fig. 3c), che viene mantenuta finché non si raggiunge la condizione $\delta_3 = \Delta$. Aumentando il livello di luminanza, si ottiene una terza configurazione (fig. 3d), ed infine si ritorna alle condizioni iniziali. Si può quindi concludere che:

- gli errori di ampiezza e di fase variano in funzione del livello di luminanza con legge periodica, ed il periodo è pari all'intervallo di quantizzazione Δ.
- nell'ambito di un periodo, detti errori variano a scatti e possono assumere soltanto tre distinti valori.

Gli errori di luminanza hanno la stessa periodicità di quelli di ampiezza e di fase; subiscono, insieme con questi ultimi, variazioni a salti ma tra un salto e l'altro non si mantengono costanti, bensì crescono di quanto cresce il livello di luminanza.

Inviando ad un monitore un segnale video, contenente in tutte le righe un dente di sega con sottoportante, si possono osservare sullo schermo le conseguenze del fenomeno descritto, che sono particolarmente evidenti nel sistema NTSC. In questo caso, infatti, si osserva una successione di terne di barre verticali di tinta diversa (fig. 4a, b). Se il segnale di prova è

([1]) Un segnale a dente di sega a frequenza di riga soddisfa alla condizione richiesta se il numero di bit è inferiore o uguale a 7. Con 8 bit e 1,2 V_d di dinamica, infatti, il dente di sega si trasforma in una scalinata di 149 livelli, mentre i periodi di sottoportante contenuti in 52 μs sono 231. Ogni livello contiene soltanto 1,55 periodi di sottoportante e quindi il metodo di analisi in regime stazionario non è più valido.

Fig. 4. — Segnale a dente di sega con sottoportante, visualizzato su monitore nei vari casi indicati a fianco.

codificato PAL, le tre barre di una terna si distinguono soltanto per il grado di saturazione del colore e non per la tinta (fig. 4c).

Mentre la larghezza complessiva di una terna di barre dipende esclusivamente dal numero di bit, la ripartizione dello spazio tra le barre di ogni terna dipende dall'ampiezza e dalla fase della sottoportante. Esistono anche alcune particolari configurazioni in cui la larghezza di una o di due barre di ogni terna si riduce a zero. Precisamente, si hanno delle coppie di barre (fig. 4d) se la forma d'onda d'errore è a due livelli. Ciò avviene se la differenza tra due dei tre campioni prelevati ogni periodo di sottoportante è multiplo intero dell'intervallo di quantizzazione Δ, se cioè è soddisfatta la condizione:

$$\sqrt{3}\ V_c \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) = n\Delta\ . \qquad [5]$$

dove α è la fase corrispondente al primo dei due campioni in esame ed n è un numero intero qualsiasi. Si hanno invece delle barre singole (fig. 4e) se la forma d'onda d'errore si riduce ad una componente continua. Ciò avviene se la differenza tra due qualsiasi dei tre campioni è multipla di Δ, se cioè sono soddisfatte le condizioni:

$$\sqrt{3}\ V_c \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) = n\Delta\ , \qquad \sqrt{3}\ V_c \cos \alpha = m\Delta \qquad [6]$$

con α = fase del primo campione, m ed n interi qualsiasi.

In tal caso non si hanno errori di ampiezza e fase differenziale e le barre traggono origine unicamente dagli errori dovuti alla quantizzazione del segnale di luminanza.

Le condizioni suddette sono facilmente realizzabili in pratica se si sceglie opportunamente l'ampiezza della sottoportante e la fase del clock (che determina nelle [5] e [6] il valore di α).

Queste due grandezze, come si è detto, determinano comunque la configurazione dei gruppi di barre. Per illustrare meglio il meccanismo del fenomeno, si esaminano dettagliatamente in appendice due casi particolari, in cui la fase della sottoportante assume rispettivamente i valori $\alpha = 30°$ e $\alpha = 0°$. Nel primo caso la [5] è sempre soddisfatta, qualunque sia l'ampiezza della sottoportante V_c. Non è possibile quindi avere terne di barre, ma soltanto coppie, oppure se V_c è tale da soddisfare le [6], barre singole. Inoltre, nel caso $\alpha = 30°$, la fondamentale della forma d'onda di errore è sempre in fase o in opposizione con quella della forma d'onda corretta per cui non può esistere distorsione di fase differenziale.

Come secondo esempio è stato scelto il caso $\alpha = 0°$ che dà luogo in generale a terne di barre ed a distorsioni, sia di fase, sia di guadagno differenziale. Possono tuttavia verificarsi due condizioni particolari; nella prima si hanno coppie di barre e la distorsione è soltanto di fase differenziale, nella seconda si hanno barre singole ed entrambe le distorsioni differenziali sono nulle.

4. Conclusioni.

Il meccanismo secondo cui il processo di quantizzazione del segnale video introduce distorsioni di gua-

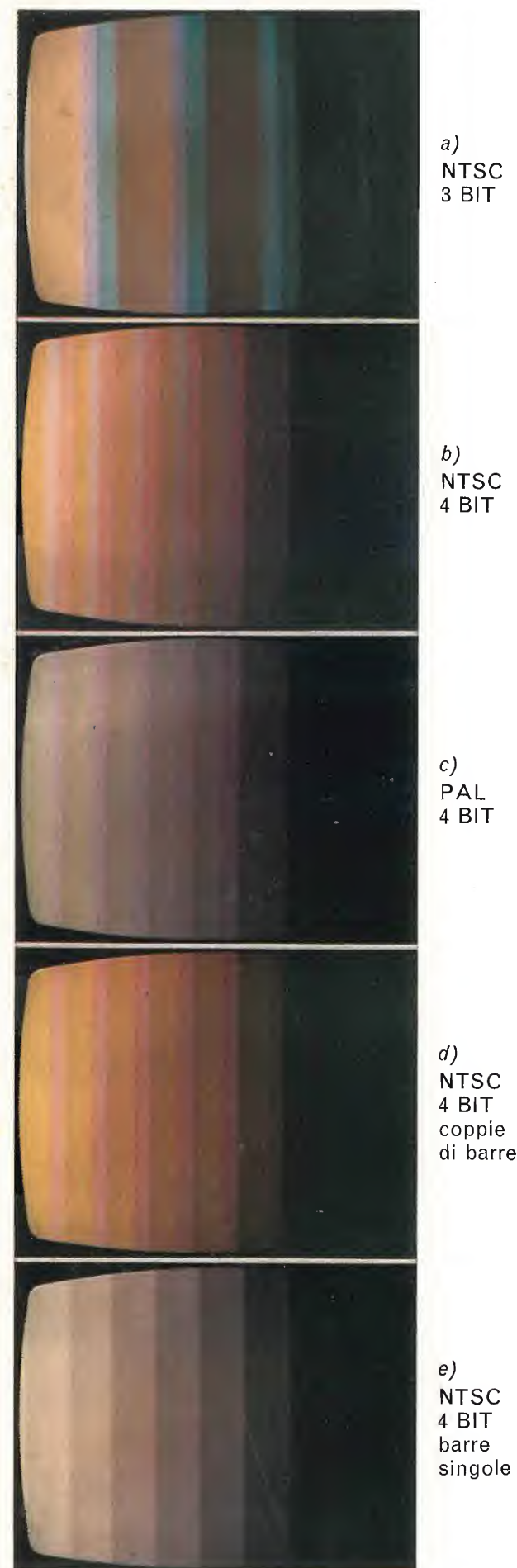
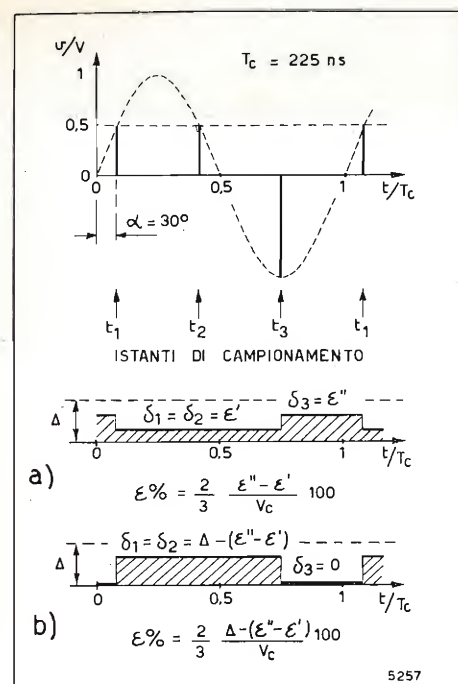



Fig. 5. — Caso $\alpha = 30°$: sono possibili solo due configurazioni della forma d'onda di errore, indicate in *a*) e *b*).

dagno e fase differenziale è stato illustrato nel paragrafo 3. Due esempi particolarmente significativi sono riportati in Appendice. Da quanto detto si desume che le distorsioni differenziali dipendono in modo complicato dall'ampiezza e dalla fase della sottoportante, in particolare esistono determinati valori di questi parametri per cui possono anche annullarsi.

Nella porzione di segnale video che contiene le informazioni dell'immagine, l'ampiezza e la fase della sottoportante possono essere qualsiasi. Pertanto, ai fini della determinazione della qualità dell'immagine, non ha interesse conoscere l'andamento del guadagno e della fase differenziale nei vari casi particolari, ma piuttosto il massimo errore di ampiezza e di fase introdotto dalla quantizzazione (paragrafo 2).

Sui segnali di prova l'ampiezza e la fase della sottoportante potrebbero essere imposte dallo sperimentatore in modo che le distorsioni di guadagno e fase differenziale dovute alla quantizzazione siano nulle (basterebbe fare in modo che siano soddisfatte le [6]). Purtroppo però, se il segnale di prova perviene al codificatore già distorto, come è normalmente il caso nelle applicazioni del PCM a scopo di misura, le [6] non sono più verificate, ed il processo di quantizzazione introduce distorsioni che si combinano in modo non prevedibile con quelle già presenti nel segnale. Nel

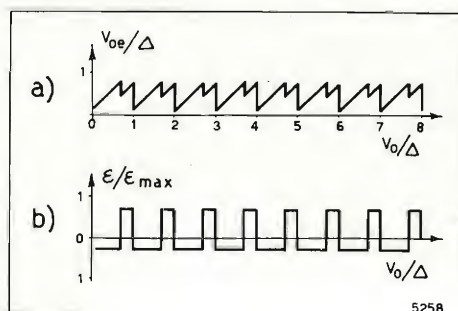



Fig. 6. — Andamento dell'errore di luminanza V_{oe}/Δ e dell'errore di ampiezza $\varepsilon/\varepsilon_{max}$ della sottoportante in funzione del livello di luminanza v_o/Δ nel caso $\alpha = 30°$ (fig. 5); ε_{max} è dato dalla [2].

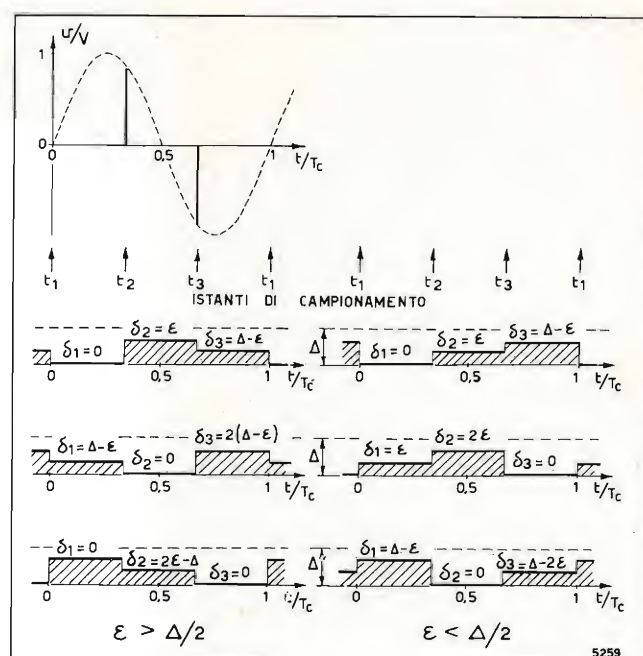



Fig. 7. — Le tre configurazioni della forma d'onda di errore nel caso $\alpha = 0°$ sono diverse secondo che: ε (errore sul secondo campione) è maggiore di $\Delta/2$ (a sinistra) o minore di $\Delta/2$ (a destra).

peggiore dei casi, bisogna temere errori nella valutazione del guadagno e della fase differenziale doppi di quelli indicati dalle tabelle del paragrafo 2, e ciò perché gli errori di quantizzazione possono essere sia positivi, sia negativi.

Quanto detto vale ovviamente qualunque sia il segnale di prova impiegato per le misure (dente di sega o scalinata con sottoportante). Dall'esame della tabella del paragrafo 2, appare chiaro che il sistema di misura dell'ITA non consente di valutare con sufficiente precisione le distorsioni differenziali, almeno impiegando i codificatori attualmente disponibili, che hanno un potere risolutivo di 8 bit. Rimedi a questo inconveniente possono essere (bibl. 1, 2):

— l'impiego di un filtro passa-alto e di un amplificatore, a monte del codificatore, in modo che quest'ultimo riceva la sola componente di crominanza, convenientemente amplificata;

— l'aggiunta del segnale video di entrata di un « dither » cioè di un segnale preferibilmente casuale non correlato col primo, che avrebbe il compito di rendere gli errori di quantizzazione variabili nel tempo: in questo modo, con operazioni di media si riesce ancora a valutare, con precisione sufficiente, le distorsioni del segnale, ma la complicazione del sistema aumenta in modo notevole.

Si ringrazia la BBC per aver messo a disposizione del Laboratorio Ricerche della RAI, un co-decodificatore video PCM, con cui si sono ottenute le fotografie di figura 4.

Appendice.

CONFIGURAZIONE DELLE BARRE IN DUE CASI PARTICOLARI.

I caso: $\alpha = 30°$.

Come si può osservare in figura 5, qualunque sia l'ampiezza della sottoportante, due dei tre campioni

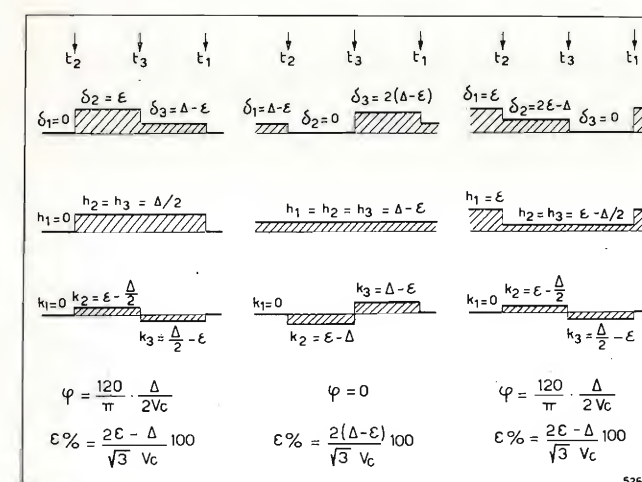



Fig. 8. — Scomposizione delle forme d'onda di errore di fig. 7*a* (prima riga) nella parte pari *h* (seconda riga) e nella parte dispari *k* (terza riga).

Fig. 9. — Andamento dell'errore di luminanza *a*) e degli errori di ampiezza *b*) e di fase *c*) della sottoportante in funzione del livello di luminanza v_o/Δ nel caso di figura 7 per $\varepsilon > \Delta/2$; ε_{max} e φ_{max} sono dati rispettivamente dalle [2] e [3].

prelevati ogni periodo sono uguali e la forma d'onda d'errore contiene al massimo due livelli. La sua fondamentale è sempre in fase o in opposizione con la sottoportante ottenuta dal filtraggio della forma d'onda corretta e dà luogo quindi ad una pura distorsione di guadagno differenziale. Per il calcolo di questa distorsione, si consideri il caso generico dalla figura 5a, in cui i tre livelli della forma d'onda d'errore valgono rispettivamente:

$$\delta_1 = \delta_2 = \varepsilon', \; \delta_3 = \varepsilon'', \; \text{con} \; \varepsilon' < \varepsilon'' .$$

La fondamentale, a valle dell'equalizzatore (paragrafo 1), ha ampiezza $2(\varepsilon'' - \varepsilon')/3$.

Aumentando il livello di luminanza, aumenta il valore della componente continua, ma l'ampiezza della fondamentale non cambia, finché δ_3 non diventa uguale a Δ. Da questo momento in poi la forma d'onda di errore cambia configurazione (fig. 5b); la fase della fondamentale s'inverte e la sua ampiezza assume, a valle dell'equalizzatore, il valore $[\Delta - (\varepsilon'' - \varepsilon')]/3$.

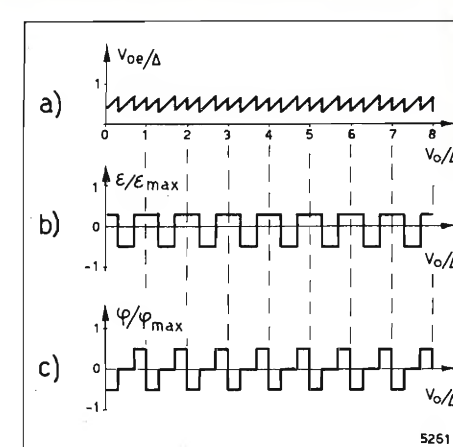
Aumentando ancora il livello di luminanza, l'errore relativo al secondo campione diventa uguale a Δ, poi a zero. Da questo punto in poi la forma d'onda di errore assume nuovamente la configurazione iniziale e il ciclo si ripete.

Ne segue che il guadagno differenziale vale:

$$[7] \qquad G_{diff.} \;\% = \frac{2}{3} \, \frac{\Delta}{V_c} \, 100 ,$$

è uguale cioè al massimo errore calcolato nel paragrafo 3.

L'andamento dell'errore di luminanza e dell'errore di ampiezza della sottoportante in funzione del livello di luminanza sono mostrati in figura 6.

Con semplici ragionamenti che per brevità non si riportano è facile convincersi che il guadagno differenziale è sempre dato dalla [7], qualunque sia l'ampiezza della sottoportante, con la sola eccezione del caso in cui è soddisfatta anche la [6]. Infatti, se si parte dalla condizione di figura 5 e si aumenta l'ampiezza della sottoportante, si trova che una delle due barre di ogni gruppo si restringe (quella legata alla configurazione *a*) della forma d'onda d'errore), mentre l'altra si allarga; corrispondentemente l'errore di ampiezza della sottoportante relativo alla barra che si erstringe aumenta quello relativo alla barra che si allarga diminuisce, ma la somma algebrica rimane costante. Al limite, una delle due barre scompare, in quanto δ_1 diventa uguale a δ_3 e la forma d'onda d'errore si riduce ad una componente continua. In questa condizione, caratterizzata da un'ampiezza di sottoportante pari a $2n\Delta/3$, con n intero qualsiasi, il guadagno differenziale è nullo.

II caso: $\alpha = 0°$.

Qui le possibili configurazioni della forma d'onda d'errore sono in generale tre. Esse sono mostrate nella figura 7, in corrispondenza di un valore di luminanza, tale per cui uno dei tre livelli della forma d'onda di errore sia zero. I livelli sono in generale esprimibili in funzione di Δ e di un parametro ε, pari all'errore presente sul secondo campione nella prima configurazione. Nella figura sono distinti i due casi $\varepsilon > \Delta/2$ ed $\varepsilon < \Delta/2$, che vanno considerati separatamente.

Per calcolare le distorsioni di guadagno e fase differenziale occorre scindere la fondamentale della forma d'onda d'errore nella sua componente in fase ed in quella in quadratura con la sottoportante ricavata dalla forma d'onda corretta. Questa, come si è detto (paragrafo 2), è ritardata di 60° rispetto alla sottoportante originaria.

La separazione può essere fatta considerando la parte pari e la parte dispari della forma d'onda di errore rispetto alla posizione del terzo campione, assunta come riferimento. La fondamentale della parte dispari coincide con la componente in fase della fondamentale della forma d'onda d'errore, mentre la fondamentale della parte pari coincide con la componente in quadratura.

Dall'esame della figura 8, che per semplicità si riferisce al solo caso $\varepsilon > \Delta/2$, risulta che nella seconda configurazione la parte pari si riduce ad una componente continua, per cui si ha soltanto un errore di ampiezza. Le altre due configurazioni danno luogo sia ad errori di ampiezza che di fase. Da questi errori, indicati in fondo alla figura 8, è facile ricavare il guadagno differenziale e la fase differenziale, che valgono:

$$[8] \quad G_{diff.} \;\% = \frac{1}{\sqrt{3}} \, \frac{\Delta}{V_c} \, 100 , \qquad \varphi = \frac{120}{\pi} \, \frac{\Delta}{V_c} .$$

Gli andamenti dell'errore di luminanza e degli errori di ampiezza e fase della sottoportante in funzione del livello di luminanza sono mostrati in figura 9.

Nelle [8] non compare il parametro ε: sembrerebbe quindi che le distorsioni differenziali siano indipendenti da ε. Ciò è vero in generale ma, se si esamina con accuratezza ciò che accade al variare dell'ampiezza della sottoportante, si trovano alcune condizioni limite in cui una o entrambe le distorsioni differenziali sono nulle.

Si supponga di partire dalla condizione di figura 7a, che dà luogo, come si è detto, a tre configurazioni della forma d'onda di errore e quindi a terne di barre verticali. La larghezza di ciascuna barra è proporzionale all'intervallo di luminanza entro cui ciascuna configurazione si mantiene. Questo intervallo è pari a $\Delta - \varepsilon$ per la prima e la terza configurazione, ed a $2\varepsilon - \Delta$ per la seconda. All'aumentare dell'ampiezza della sottoportante, ε aumenta, e quindi la prima e la terza barra si restringono mentre la seconda si allarga. Ad un certo punto si raggiunge la condizione limite $\varepsilon = \Delta$, in corrispondenza della quale la prima e la terza barra scompaiono. In questa condizione, caratterizzata da un'ampiezza di sottoportante pari a: $2n\Delta/\sqrt{3}$, con n intero positivo qualsiasi, la forma d'onda di errore si riduce ad una componente continua ed il guadagno e la fase differenziale sono nulli.

Aumentando ancora l'ampiezza della sottoportante si ritrovano nuovamente terne di barre, e si cade nel caso *b*) della figura 7. La larghezza delle tre barre di ogni terna è proporzionale rispettivamente a:

$$\varepsilon, \quad \Delta - 2\varepsilon, \quad \varepsilon,$$

per cui la prima e la terza barra, al crescere dell'ampiezza della crominanza, si allargano, mentre la seconda si restringe, fino a scomparire del tutto quando si raggiunge la condizione limite $\varepsilon = \Delta/2$, ovverossia $V_c = 2\Delta(n+1)/\sqrt{3}$, con n intero positivo qualsiasi. In questa condizione la forma d'onda di errore contiene due soli livelli e può quindi assumere due sole configurazioni distinte. Poiché in entrambe la parte dispari è nulla, si ha una pura distorsione di fase differenziale, calcolabile ancora con la seconda della [8].

(1389)

BIBLIOGRAFIA

1. - VIVIAN R. H.: *Some methods of automatic analysis of television test signals.* « SMPTE Journal », dicembre 1971, pag. 963.

2. - VIVIAN R. H.: *Automatic analysis of television waveforms.* « E.B.U. Symposium on automation and computers in broadcasting », Amburgo, ottobre 1970, pag. 226.

3. - BARBIERI G. F., COMINETTI M., D'AMATO P.: *Campionamento e memoria nel sistema PCM-video.* In questo numero a pag. 103.

NOTIZIARIO

DIODI A FOTOLUMINESCENZA E « FOTOACCOPPIATORE » — I diodi ad emissione luminosa emettono quando vengono polarizzati in senso diretto e la radiazione può avvenire, secondo il tipo di diodo, su varie lunghezze d'onda comprese in una vasta gamma che si estende dalla regione ultravioletta all'infrarosso avanzato.

I vantaggi, rispetto alle sorgenti convenzionali di luce, sono: risposta in frazioni di microsecondo; elevato affidamento a causa della loro lunga vita e della loro robustezza meccanica; bassa impedenza, compatibile con le basse tensioni di alimentazione usate con tutti i dispositivi a semiconduttore; emissione di luce monocromatica; dimensioni minuscole e quindi leggerezza; assenza di un filamento riscaldatore e quindi dei relativi tempi di riscaldamento; basso consumo; assenza di microfonicità; elevata resistenza ad avverse condizioni ambientali. Possono essere fabbricati in strutture monolitiche con la tecnica dei circuiti integrati ed usati, per esempio, quali indicatori alfanumerici.

Com'è noto la luce emessa dai fotodiodi è del tipo luminescente (diversamente da quanto succede nelle normali lampade il cui filamento è riscaldato fino all'incandescenza). L'emissione di questo tipo di luce avviene secondo il seguente procedimento: una adeguata eccitazione esterna porta uno o più elettroni di una parte delle molecole di un adatto materiale, ad orbitare su un'orbita più esterna ed instabile di quella normalmente occupata; ciò richiede una spesa di energia fornita dalla sorgente di eccitazione. Il ritorno di ogni elettrone sull'orbita stabile (processo di ricombinazione) è accompagnato dalla restituzione dell'energia di eccitazione, in parte sotto forma di calore, in parte sotto forma di luce, dando così origine al fenomeno della luminescenza. Durante l'eccitazione l'equilibrio è raggiunto quando il numero degli elettroni eccitati nell'unità di tempo uguaglia il numero di quelli che, nello stesso tempo, ritornano sull'orbita stabile. La rapidità con cui si raggiunge tale equilibrio e il salto d'energia (e quindi il colore della luce emessa) dipendono dal materiale usato.

Un materiale adatto può essere un cristallo drogato con una giunzione PN e l'eccitazione può essere in tal caso ottenuta polarizzando direttamente la giunzione. Si hanno allora i diodi elettroluminescenti o fotoluminescenti. Aumentando la corrente di eccitazione e quindi la tensione diretta applicata al diodo aumenta il numero degli elettroni eccitati e si raggiunge un nuovo equilibrio con un maggior numero di elettroni che ritornano sull'orbita stabile. Ciò determina un aumento della intensità della luce emessa (numero di fotoni) ma non varia affatto il colore di tale luce che dipende dal salto energetico fra le due orbite, instabile e stabile; perciò la luce emessa è monocromatica. Naturalmente l'intensità della corrente che può attraversare il diodo ha un limite oltre il quale, per effetto termico, il diodo si danneggia.

Il rendimento luminoso dipende sia dal processo di ricombinazione (ritorno sull'orbita stabile) per il quale si ha un dato rendimento interno che dipende dal tipo del materiale usato, dalla sua purezza, dal tipo e intensità della drogatura, ecc., sia dalle proprietà ottiche (trasparenza, indice di rifrazione, ecc.) e dalle caratteristiche elettriche del materiale e della giunzione. Molti semiconduttori hanno elevato indice di rifrazione e i raggi luminosi si riflettono sulle sue superfici compiendo percorsi di va e vieni nell'interno del materiale prima di essere definitivamente emessi, aumentando così le perdite per assorbimento. Questo effetto di riflessioni multiple può essere molto ridotto scegliendo una forma opportuna del diodo e con adatte tecniche d'incapsulamento comprendente uno strato protettivo a forma di lente.

Una interessante applicazione di questi diodi è quella attuata dalla Monsanto Electronic Special Products di Cupertino, California, U.S.A. (Monsanto Europe S.A.-Bruxelles, rapp. Silverstar) con il « fotoaccoppiatore » MCA 2.

Esso accoppia otticamente un diodo ad emissione luminescente con un elemento fotosensibile a semiconduttore seguito da un amplificatore Darlington. Il diodo è del tipo planare ad arseniuro di gallio per luce infrarossa, il fotoamplificatore è anch'esso del tipo planare al silicio attuato in forma monolitica.

Il dispositivo rimpiazza vantaggiosamente i relé « reed » a secco o a mercurio e può anche essere usato per lo sgancio dei raddrizzatori al silicio controllati (SCR), dei « triac » e in molte altre applicazioni, con una notevole riduzione della potenza richiesta per il comando.

Il fotoaccoppiatore MCA 2 Monsanto (vedi figura) è in capsula di plastica « iso-dip » a sei reofori « dual-in-line ». L'isolamento fra entrata ed uscita è di 10^{11} ohm e sopporta 1.500 V; inoltre non si hanno gli accoppiamenti dovuti al campo elettromagnetico dei relé. La prontezza d'intervento è di 10 microsecondi in eccitazione e di 35 microsecondi per la diseccitazione. La capacità fra entrata e uscita è di 1 picofarad. Il peso di solo 0,4 grammi.

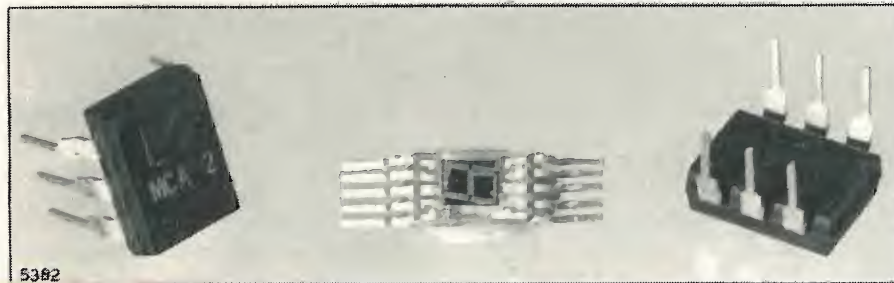
(1436)

VERNICE CONDUTTRICE PER IMPIEGHI ELETTRICI ED ELETTRONICI — Una vernice a rapido essiccamento, a base d'argento e resine speciali, è stata posta sul mercato dalla Acheson, per soddisfare la richiesta di un rivestimento ad alta conduttività per nastri magnetici. Il nuovo prodotto viene impiegato per risolvere numerosi problemi nelle industrie elettroniche ed elettrotecniche. Il prodotto può essere impiegato praticamente su qualsiasi tipo di superficie, anche assai complicata, dando una resistenza di soli 0,6 ohm per cm², con un costo di poche lire per ciascun cm² rivestito.

Il prodotto si presta per depositi galvanici su materiali non conduttori. Fornisce una soluzione ottima anche per gli oggetti più difficili, come foglie, usate poi come gioielli (v. figura). Una mano della nuova vernice forma uno schermo elettrostatico su materie plastiche, sul vetro e su altri materiali non conduttori. Applicato a riflettori radar in materiale non conduttore, il rivestimento dà una riflessione superiore al 99% sulla frequenza della banda X (attorno ai 10.000 MHz).

Con il nuovo prodotto si realizzano inoltre i terminali di condensatori al tantalio. Una tecnica speciale consente infatti di saldare connettori sulla pellicola di questa vernice.

Nel settore dei circuiti stampati lo sviluppo di nuovi prototipi e le modifiche di circuiti esistenti possono venire effettuati applicando a pennello questo nuovo prodotto.

(1467)

TERMOPILE A FILM SOTTILE — Grande sensibilità e robustezza assieme a ridotte dimensioni sono le caratteristiche presentate dalle termopile realizzate con la tecnica del film sottile presso i Laboratori Philips di Limeil-Brévannes (Francia).

Le termopile possono rivelare ogni tipo di radiazione che venga trasformata in calore e tale tipo di rivelatore non richiede ovviamente alcuna alimentazione; perciò esso è adottato nel progetto del satellite « Symphonie ».

tecnologie adottate, ma semplicemente adattando le maschere di deposizione e fotoincisione.

Sono stati realizzati diversi prototipi. Le caratteristiche del modello adottato per il progetto Symphonie e illustrato in figura 2 senza lo strato nero assorbente, sono le seguenti:

superficie sensibile di assorbimento	4,0 × 5,8 mm
numero delle coppie di giunzione	448

Fig. 1.

Per la produzione di tali pile viene impiegata una combinazione delle tecnologie usate nella microelettronica e cioè: deposizione sotto vuoto, microfotografia, fotoincisione. Tali pile consistono di una serie di giunzioni fra due materiali diversi A e B (fig. 1) in successione alternata, depositati, sotto forma di film sottile, su un substrato, pure di film sottile ma isolante, indicato in figura 1 con 3. Questo film isolante è steso su un supporto buon conduttore del calore, scanalato 4. Le scanalature capitano in corrispondenza delle giunzioni pari, mentre le giunzioni dispari risultano in buon contatto termico con il supporto buon conduttore del calore e quindi sono raffreddate rispetto alle giunzioni pari.

Allorché la superficie dei due materiali A e B è sottoposta a radiazioni (il cui assorbimento è favorito dal deposito sopra al film dei materiali A e B di un sottile strato nero) le giunzioni pari diventano calde rispetto a quelle dispari e all'estremità della catena delle termocoppie compare una forza elettromotrice proporzionale al salto di temperatura fra le giunzioni e quindi all'intensità della radiazione che l'ha provocata.

La resistenza interna, la costante di tempo di risposta e la sensibilità dipendono dalle dimensioni dell'elemento base e dal numero di tali elementi e quindi dalla geometria della struttura che dovrà essere ottimizzata in base all'applicazione a cui verrà destinata la termopila. Si possono produrre strutture di ogni dimensione da (0,2 × 0,2 a 10 × × 10 mm) senza dover cambiare le

resistenza interna	15000 ohm
costante di tempo sotto vuoto	85 ms
sensibilità sotto vuoto:	
– nello spettro visibile ..	1,35 V/W
– globalmente nell'infrarosso	1,65 V/W
– nella banda 14 ÷ 16 μm (infrarosso)	1,55 V/W

(1438)

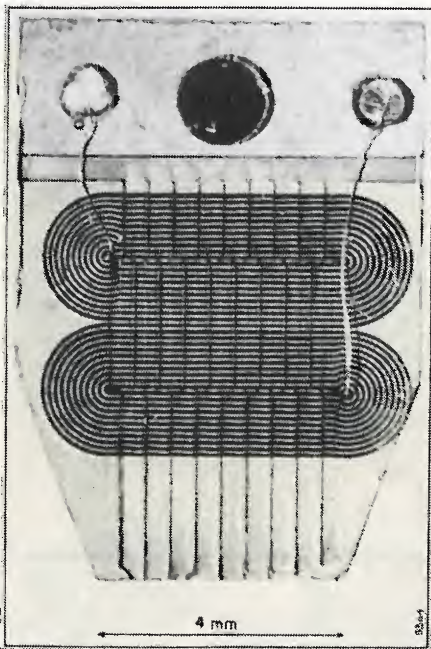



Fig. 2.

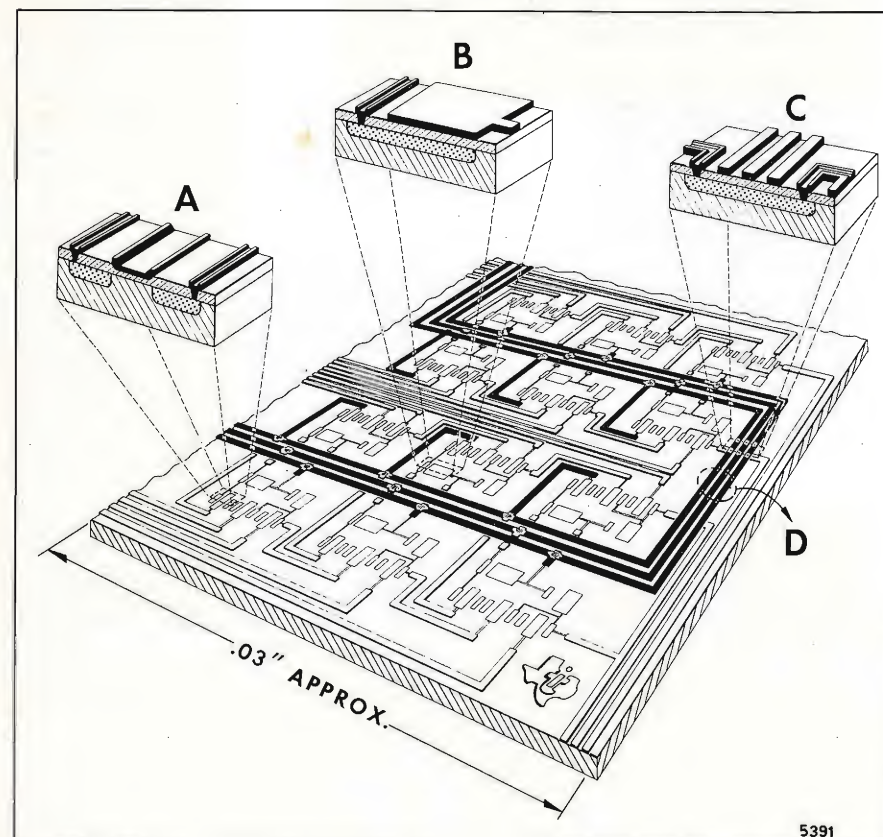
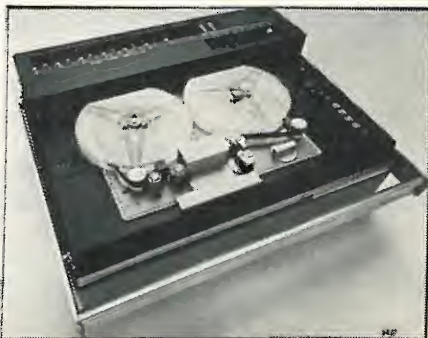
CLISTRON OSCILLATORE FINO A 80 GHZ — Una nuova serie di clistron oscillatori accordabili su frequenze comprese nel campo da 50 a 80 GHz è offerto dalla Varian di Georgetown-Ontario (Canada) con la sigla VKE 2409 B (rappresentante a Leinì, Torino). Tali tubi sono particolarmente indicati per studi sul plasma, telemetria ed altre applicazioni sperimentali dove è essenziale un buon rendimento ed una elevata stabilità di frequenza.

Ogni tubo della serie può erogare una potenza continua di almeno 5 W. La regolazione di accordo meccanico copre 4 G Hz (± 2) e può essere eseguita a distanza con un motorino a corrente continua alimentato a 12 V. La regolazione di accordo elettronico copre 150 M Hz; la tensione acceleratrice del fascio è di 6 kV. Il peso supera di poco i 7 kg, il raffreddamento è ad acqua.

(1434)

REGISTRATORE MAGNETICO ANALOGICO/NUMERICO — Montato in un contenitore a valigia del peso complessivo di circa 20 kg il nuovo registratore magnetico MP 5520, prodotto in Francia dalla Schlumberger e distribuito dalla divisione italiana della stessa ditta (Milano), può essere facilmente impiegato, sia in laboratorio, sia in « campagna ».

La registrazione diretta dei segnali è possibile fino a 120 kHz, in modulazione di frequenza fino a 20 kHz, infine in forma numerica fino a 60 kHz. È dotato di sette piste secondo la norma IRIG più la pista marginale ossia otto piste secondo la norma europea e può essere alimentato, sia dalla rete, sia da batterie. L'uso dell'apparato è agevole: pochi pulsanti disposti razionalmente semplificano al massimo le operazioni.

(1412)

CIRCUITI INTEGRATI — Due brevetti chiave riguardanti i circuiti integrati a larga scala LSI comprese le configurazioni MOS (Metal Oxide Semiconductors) e FET (Fied Effect Transistor) e le capacità, sono stati rilasciati alla Texas Instrument Inc. Il primo di essi è attualmente utilizzato nella maggior parte delle configurazioni MOS/LSI; il secondo serve anche per le configurazioni bipolari e il suo impiego è in crescente sviluppo.

La figura riprodotta illustra, a titolo di esempio, un dispositivo che comprende caratteristiche e proprietà coperte da ambedue i brevetti.

In A è rappresentato un FET con la porzione punteggiata nella piastrina (chip) di silicio che rappresenta la « source » e il « drain » posto sotto uno strato di ossido di silicio isolante. Le connessioni di destra e di sinistra penetrano attraverso tale strato isolante. La connessione centrale agisce da « gate » per la regolazione.

In B è illustrata una capacità con un elettrodo diffuso nel silicio (punteggiato) sotto uno strato di ossido isolante. L'altro elettrodo giace sopra tale strato.

In C è illustrato come i conduttori di collegamento possono scavalcare, isolati da uno strato di ossido di silicio, uno strato conduttore (a causa degli ioni diffusi nel silicio) facente parte di un altro elemento del circuito.

Infine in D sono indicati alcuni collegamenti fra i vari componenti del circuito integrato.

(1465)

SISTEMA DI ALLARME ANTINEBBIA SU AUTOSTRADE — Il primo impianto del genere è stato installato sull'autostrada da Monaco a Norimberga, nella depressione di Eching, a 20 chilometri da Monaco, dalla Siemens AG: cir-400 metri prima della zona delle nebbie sono stati collocati, nelle due direzioni, otto quadri segnaletici, telecomandati, in modo da poter tempestivamente avvisare gli automobilisti dell'imminente pericolo. Sul quadro appare il segnale generico di pericolo con la scritta *nebbia* (« Nebel » in tedesco) al di sopra del quale s'inserisce contemporaneamente una luce gialla intermittente.

Questi segnali d'allarme vengono comandati da quattro complessi per la misura della distanza di visibilità, disposti nei punti più critici per la formazione di nebbia, ai margini dell'autostrada. L'apparecchiatura misura l'intensità di un raggio luminoso emesso dalla stazione e rimandato indietro da un riflettore. L'indebolimento del raggio luminoso, causato da nebbia od altri fenomeni (fumo, pioggia o nevicata intensa) costituisce una misura per la distanza di visibilità: non appena si porta al di sotto del valore minimo prestabilito l'impianto di allarme entra automaticamente in funzione.

(1453)

PROGETTO « BORSA 70 » — « Borsa 70 » è un progetto di ristrutturazione dell'attività della Borsa Valori di Milano che prevede la creazione di un sistema informativo in tempo reale tra i più avanzati non solo in Italia ma anche in Europa. Il progetto ha lo scopo di mettere a disposizione degli operatori, attuali e potenziali, informazioni complete e tempestivamente aggiornate sullo svolgersi delle trattative. Esso prevede l'installazione di due potenti Sistemi 370 IBM e di una rete di terminali video e scriventi e permetterà inoltre di snellire gli adempimenti contabili cui sono tenuti gli agenti di cambio.

Con la forma di trattazione attualmente adottata i clienti possono conoscere solo i prezzi determinati nelle fasi di apertura e di chiusura senza poter avere una conoscenza reale dell'andamento del mercato. Disponendo di un sistema di rilevazione e di diffusione in tempo reale, i prezzi fissati saranno immediatamente evidenziati sia all'interno della Borsa, tramite appositi tabelloni di segnalazione, sia all'esterno, tramite una rete di diffusione delle informazioni. In tal modo sia gli agenti di borsa sia tutti gli operatori esterni (clienti, banche, enti finanziari) potranno disporre di un valido strumento decisionale.

La realizzazione del progetto « Borsa 70 » è prevista per l'inizio del 1974.

(1457)

TRISTAN - BATTERIA AD ISOTOPI RADIOATTIVI — Il programma promosso dal Ministero per l'Istruzione e la Scienza germanico, mirante allo sviluppo di una batteria ad isotopi radioattivi per impieghi terrestri TRISTAN (Thermoelektrische Radio-Isotopenbatterie für Terrestrische Anwendungen) ha raggiunto una tappa fondamentale. In una vasca del centro di ricerca della Siemens di Erlangen è stato installato e messo in servizio il primo modello attivo.

L'energia è ricavata dall'elemento stronzio 90 — fornito dal Commissariat à l'Energie Atomique (Francia) — che viene impiegato racchiuso in una capsula ad alta sicurezza. Per tutto il tempo di disintegrazione (periodo di dimezzamento 28 anni) vengono liberati 294 W in forma di calore, i quali a loro volta, attraverso convertitori termoelettrici a due stadi, si trasformano in una potenza elettrica di 24 W. Un trasformatore di tensione fornisce infine all'uscita 22 W a 24 V tensione continua.

Per ridurre la radiazione superficiale a 40 mr/h (il limite ammesso dalla legge arriva a 200 mr/h) la parete esterna di questa batteria alta 84 cm è formata da uno schermo di piombo di 11 cm di spessore: il peso complessivo è di 1.400 kg.

Teoricamente si possono costruire batterie TRISTAN le cui potenze vadano da pochi watt fino ad alcune centinaia. Il principio costruttivo, che rende superflua ogni manutenzione, consente una durata di servizio ininterrotta da cinque a dieci anni.

Lo scopo di quest'attività di sviluppo, tuttora in corso, è la creazione di una batteria a nuclidi radioattivi di pratico impiego per ricerche marine, atta a fornire la corrente per apparecchi ausiliari di navigazione, apparecchi scientifici di misura applicati a boe, unità telemetriche, ecc. La custodia resistente alla corrosione consente immersioni fino alla profondità di 10.000 metri.

A conclusione delle prove un prototipo del TRISTAN verrà impiegato a partire dal 1972 per esperimenti nel Mare del Nord.

(1455)

MULTIMETRO NUMERICO AUTO-COMMUTATO — Uno strumento, a commutazione automatica della portata, per la misura numerica di tensioni a c.c. o c.a. e di resistenze, è prodotto dalla Keithley (rappresentante Vianello, Milano) sotto la sigla Mod. 167.

Lo strumento si distingue altresì per l'originalità del progetto che consente, come si vede in *b*) nella fotografia riprodotta in figura, di effettuare la lettura sul quadretto disposto sul retro della sonda con la quale si va manualmente a prelevare la tensione in esame. A riposo, o quando non abbia importanza ridurre al minimo le capacità del collegamento con lo strumento di misura, la sonda è collocata nella sede predisposta nello strumento, come si vede in *a*).

Come s'è detto la commutazione di portata è automatica e la sola operazione da effettuare sul pannello è quella di premere il tasto relativo alla grandezza da misurare, ossia tensione c.a. (ACV), tensione c.c. (DCV), o resistenza (OHMS); il quarto tasto serve a spegnere lo strumento che è alimentato con batterie a lunga vita delle quali si può misurare lo stato di efficienza direttamente con lo stesso strumento.

Le caratteristiche principali sono:

Misura di tensioni continue: da ± 1 mV per unità di lettura a ± 1000 V; precisione ± 0,2% ± 1 unità; impedenza d'entrata 55 M ohm in parallelo con 220 pF.

Misure di tensioni alternata: da 1 mV per unità di lettura a 500 V efficaci; precisione ± 1% della lettura ± 2 unità fino a 200 V e fra 20 Hz e 10 kHz, ± 2% della lettura ± 4 unità fino a 20 kHz fra 200 e 500 V, ± 2% della lettura ± 2 unità fra 20 Hz e 1 kHz; impedenza di entrata 50 M ohm in parallelo con 220 pF.

Misure di resistenza: da 1 ohm per unità di lettura a 20 M ohm, precisione ± 30% della lettura ± 1 unità ± 1 ohm. (1460)

a)

b)

5386

POTENZIOMETRI COMPENSATORI MINIATURA — La Morganite Resistors Ltd (Bede Industrial Estate, Jarrow, County Durham, Gran Bretagna) produce una nuova serie di potenziometri compensatori particolarmente indicati per montaggi su circuiti stampati, dove lo spazio è limitato. Conosciuti sotto il nome di « Serie 94 » essi sono dispositivi da 0,75 watt a 15 giri delle seguenti dimensioni: altezza 6,35 mm lunghezza 19,1 mm larghezza 4,83 mm. Una decina di questi elementi può quindi essere assemblata lato a lato in uno spazio di 5 cm.

Il meccanismo per la loro regolazione è di nuova progettazione e sfrutta un contatto a spazzola a 30 digitazioni, avente un rumore di rotazione estremamente basso. La linearità quale partitore di tensione è entro lo 0,02% del fondo scala. La coppia massima d'avvio è di 57 mNm. Ad ambedue le estremità dell'escursione di contatto, cuscinetti a scivolo impediscono il danno dovuto a spostamenti eccessivi di regolazione.

I potenziometri compensatori Morganite Serie 94 sono prodotti con valori da 10 ohm a 2 megaohms e sono indicati per operare nell'intervallo termico da —55° C a +125° C. Essi sono completamente sigillati per resistere alla pulitura chimica dei circuiti stampati ed alla incapsulazione in materiali a bassa viscosità. (1463)

5389

BATTERIA PER AUTO — Una nuova serie di batterie per auto a contenitore in « polipropilene » è stata presentata al 53° Salone Internazionale dell'Automobile di Torino dalla Magneti Marelli.

L'impiego di questa materia plastica, appositamente messa a punto per questo uso, ha permesso di realizzare una batteria che unisce doti di estetica a quelle di una migliore funzionalità. Si è potuto sostituire il vecchio recipiente in ebanite nera e pesante risparmiando oltre 2 kg di peso morto. Il contenitore traslucido permette l'immediata verifica del livello di acido. Il coperchio viene stampato in brillanti colorazioni.

Il nuovo materiale ha permesso inoltre di realizzare sul coperchio un semplice dispositivo per il riempimento simultaneo delle sei celle, durante l'operazione di rabbocco del livello di elettrolito (brevettato con nome depositato « AUTOLEVEL »).

Le pareti più sottili del contenitore consentono, a pari ingombro, di utilizzare un maggior numero di piastre. Le connessioni sono saldate direttamente attraverso i divisori (minor resistenza elettrica, cioè minor caduta di tensione).

L'assenza di sigillante (il coperchio è termosaldato al contenitore) elimina le perdite di acido e le autoscariche. Il nuovo materiale (un copolimero termoplastico) è molte volte più resistente agli urti dell'ebanite. Il fissaggio alla base elimina la corrosione e le scariche a massa sui telai superiori di fissaggio. (1395)

5218

SCARTI DEI SEGNALI DI TEMPO DELL'IST. ELETTROT. NAZ. (IEN)
(V. n. 6, 1971, p. 225 e n. 1, 1972, p. 35)

Gennaio 1972			Febbraio 1972		
a	*b*	*c*	*a*	*b*	*c*
5	—0,3	+ 66	2	0,0	+133
12		+ 83	9		+155
19		+ 98	16		+180
26		+114	23		+205

a) Giorni del mese; *b*) Scarto di tempo TUC (IEN) - TUC (BIH) in ms (media mensile); *c*) Scarto di tempo TUC (IEN) - TUC (RGO) in ms. (1468)

LIBRI E PUBBLICAZIONI

HOESCHELE D. F.: **Techniques de conversion analogique-digitale et digitale-analogique.** « Ed. Masson & Cie », Paris, 1971.

Un volume di VIII + 400 pagine, formato cm 16,5 × cm 24,5 con 277 figure.

Il volume in questione è la traduzione in francese dell'originale inglese edito nel 1968 da Wiley.

Il libro presenta un'ampia panoramica sui convertitori analogico-numerici e numerico - analogici impiegati in vari campi: dalla controllistica alle telecomunicazioni.

L'intento dell'autore non è quello di dare la soluzione al problema specifico ma quello di proporre le diverse tecniche che possono essere impiegate per realizzare il funzionamento voluto.

Il libro è orientato verso l'elettronica e molti sono gli schemi relativi a codificatori di posizioni angolari, a commutatori elettromeccanici ed ai convertitori analogico-numerici e numerico-analogici usati nei terminali PCM. A grandi linee l'opera è divisa come segue:

Cap. 1°: Convertitori (p. 1); Cap. 2°: Ripartizione e analisi degli errori (p. 13); Cap. 3°: Logiche di conversione (p. 22); Cap. 4°: Tensioni analogiche di commutazione (p. 48); Cap. 5°: Decodifica numerico-analogica (p. 96); Cap. 6°: Progetto di un decodificatore numerico-analogico (p. 126); Cap. 7°: Tensioni di riferimento (p. 167); Cap. 8°: Comparatori analogici di tensione (p. 192); Cap. 9°: Multiplexaggio analogico (p. 233); Cap. 10°: Codificazione numerica di posizioni angolari (p. 284); Cap. 11°: Tipi di convertitori analogico-numerici (p. 309); Cap. 12°: Progetto di un convertitore analogico-numerico (p. 320). Seguono: Appendici - Abbreviazioni - Simboli - Glossario - Indice alfabetico per materia.

G.G. (1415)

BEUSCHER H. J., BUDLONG A. H., HAVERTY M. B., WALDBAUM G.: **Electronic switching theory and circuits.** « Van Nostrand Reinhold Company », New York, 1971. Prima edizione.

Un volume di XII + 370 pagine, formato cm 16 × cm 24 con 372 figure. Rilegato.

Il libro in esame si propone di fornire:

1) tutte quelle conoscenze di base di fondamentale importanza per poter leggere e capire tutta una serie di articoli e di libri che costituiscono la letteratura corrente sugli automatismi numerici;

2) una certa dimestichezza con varie tecniche formali usate nel progetto di circuiti logici;

3) una prima introduzione alla conoscenza e alla risoluzione di alcuni problemi pratici che si incontrano nel progetto e nella realizzazione dei sistemi numerici.

Il libro in pratica si articola in tre parti. Nella prima che comprende i capitoli 1 e 2 vengono date alcune nozioni intuitive e fondamentali sui circuiti a scatto e, introdotto il sistema di numerazione in binario (cap. 1), vengono enunciati i postulati e i teoremi dell'Algebra di Boole ed è definito il concetto di funzione logica (cap. 2).

La seconda parte, formata dai capitoli 3, 4, 5 e 6, affronta i problemi di analisi e sintesi dei circuiti logici combinatori (cap. 3 e 4 rispettivamente) e sequenziali (cap. 5 e 6 rispettivamente). Per ciò che riguarda le reti combinatorie viene illustrato il metodo della tavola della verità per l'analisi ed i metodi di Quine-Mc Cluskey e delle mappe per la sintesi, accennando anche ai problemi pratici tipici di questi circuiti (alee) che nascono a causa dei ritardi dei componenti impiegati. Con struttura perfettamente analoga per le reti sequenziali vengono presentati i principali e fondamentali elementi di memoria e vengono proposti gli strumenti matematici per l'analisi (tabella di stato e diagramma di stato). Per la sintesi degli stessi circuiti a partire dal diagramma di stato si affronta il problema della riduzione e della minimizzazione del numero di stati e della codifica degli stessi, congiuntamente al problema delle corse.

La terza ed ultima parte (cap. 7, 8, 9 e 10) offre una panoramica dei principali componenti usati per realizzare i diversi automatismi a seconda dei dati di progetto e delle prestazioni richieste. Accanto alla descrizione vengono forniti criteri di progetto semplificato di dispositivi che realizzano le funzioni logiche elementari. I componenti indicati sono i componenti elettronici discreti come transistori e diodi (cap. 7), i componenti a circuiti integrati (TTL, ECL) (cap. 8), i nuclei magnetici (cap. 9), i relé (cap. 10).

Tutta la trattazione, anche teorica, è svolta mediante numerosi esempi che la rendono più legata alla pratica del futuro progettista. Inoltre ogni capitolo del libro è fornito di un'ampia e ricca bibliografia ed è corredato di tutta una serie di esercizi relativi all'argomento specifico trattato.

L'opera può quindi essere utilmente adottata per corsi iniziali sul progetto logico, sia all'Università, sia in quelle aziende per cui si richiede ai tecnici una preparazione di base a motivo dell'attività di lavoro che essi svolgono.

Si riportano i titoli dei capitoli e la pagina ove essi hanno inizio; ciò consente di conoscerne lo sviluppo:

Cap. 1°: Introduzione ai circuiti di commutazione (p. 1); Cap. 2°: Proposizioni logiche (p. 27); Cap. 3°: Analisi dei circuiti logici combinati (p. 43); Cap. 4°: Sintesi dei circuiti logici combinati (p. 63); Cap. 5°: Analisi dei circuiti logici sequenziali (p. 91); Cap. 6°: Sintesi dei circuiti logici sequenziali (p. 130); Cap. 7°: Circuiti commutatori a semiconduttore (p. 175); Cap. 8°: Circuiti commutatori integrati (p. 223); Cap. 9°: Circuiti commutatori a nucleo magnetico (p. 253); Cap. 10°: Circuiti commutatori a relé (p. 300). Indice alfabetico (p. 365).

Gir. G. (1470)

GHAUSI M. S.: **Electronic circuits.** « Van Nostrand Reinhold Co. », New York, 1971.

Un volume di XX + 732 pagine, formato cm 21 × cm 24, con 736 figure. Rilegato.

Il testo in esame tratta essenzialmente argomenti di elettronica applicata. L'indirizzo generale mostra una propensione per la tecnica delle telecomunicazioni piuttosto che per quella dell'elettronica industriale.

L'esame dei dispositivi è effettuato mediante i loro modelli fisici e quello degli insiemi di dispositivi con le relative funzioni.

La trattazione è a livello universitario, ma con stile piuttosto limpido e scorrevole, pur essendo completa dal punto di vista analitico.

Abbondantissimi sono gli esempi numerici e i problemi proposti. Il contenuto è presentato con notevole efficacia didattica. Anche i metodi di analisi e progetto dei circuiti elettronici mediante calcolatore elettronico sono presi in considerazione e sviluppati in modo chiaro ed esauriente. Unico piccolo appunto che si può avanzare è quello di aver usato segni grafici non del tutto consueti nei testi a carattere didattico.

Un aspetto interessante del testo è quello di avere affrontato in modo lucido e abbastanza completo la trattazione dei circuiti elettrici non lineari. Essa è sviluppata in duplice via: analisi per tratti lineari ed analisi con l'algoritmo delle isocline e le considerazioni sul piano delle fasi. Generalmente quest'ultimo procedimento non è seguito in testi a livello intermedio di questo tipo; ciò è invece particolarmente utile quando si pensi alle applicazioni agli amplificatori parametrici ed a microonde per collegamento con satelliti.

Una serie di appendici assai utili approfondisce vari argomenti: fisica dei semiconduttori, tecnologia dei medesimi, un richiamo al metodo grafico dei diagrammi di flusso ed infine una raccolta di caratteristiche di semiconduttori forniti dalle case costruttrici.

Ecco l'elenco dei capitoli:

Cap. 1°: Richiamo di argomenti base della teoria dei circuiti (p. 1); Cap. 2°: Reti a due terminali ed argomenti collegati (p. 60); Cap. 3°: Dispositivi, caratteristiche volt-ampere, modelli e circuiti equivalenti (p. 110); Cap. 4°: Analisi e progetto di un amplificatore monostadio (p. 182); Cap. 5°: Analisi e progetto di amplificatori a più stadi (p. 249); Cap. 6°: Amplificatori a retroazione ed oscillatori (p. 327); Cap. 7°: Analisi e progetto di amplificatori passa banda (p. 399); Cap. 8°: Filtri attivi a resistenza e capacità (p. 461); Cap. 9°: Analisi elementare dei circuiti elettronici non lineari (p. 520); Cap. 10°: Circuiti oscillatori di rilassamento e formatori d'onda (p. 565); Cap. 11°: Circuiti logici e numerici con dispositivi integrati (p. 612); App. A: Sommario delle proprietà della giunzione p-n (p. 648); App. B: Circuiti integrati (p. 663); App. C: Introduzione ai diagrammi di flusso (p. 675); App. D: Dati relativi a componenti discreti ed a circuiti integrati (p. 686). Soluzione dei problemi (p. 715). Indice alfabetico (p. 721).

V.B. (1440)

THURIN J.: **Systèmes asservis.** « Eyrolles Ed. », Parigi, 1971.

Un volume di 392 pagine formato cm 15,5 × cm 24, con 505 figure.
Prezzo franchi francesi 120.

I sistemi asserviti hanno acquistato un'enorme importanza nella moderna tecnica industriale e sono formati da un insieme di elementi in catena che trasmettono un'informazione atta a fornire dati per la regolazione del sistema stesso.

In una prima parte del testo in esame si passano in rassegna tutti gli elementi della catena e precisamente il motore, il trasduttore e comparatore, i vari sistemi di amplificatori, a transistori, a raddrizzatore comandato, magnetici.

La seconda parte del volume tratta dei sistemi lineari, non lineari e campionati.

Di fondamentale importanza è lo studio del regime transitorio di un sistema asservito, che viene studiato attraverso la trasformata di Laplace, della quale vengono richiamati i fondamentali principi; questi problemi vengono anche trattati con l'integrale e la trasformata di Fourier.

Una larga parte hanno le considerazioni relative alla dinamica dei sistemi lineari, per pervenire alle considerazioni sulla stabilità dei sistemi asserviti, ricorrendo ai noti criteri di di Hurwitz e di Nyquist.

I sistemi lineari sono largamente sviluppati e la trattazione si basa soprattutto sulla sintesi delle reti di correzione. Un cenno è dato ai sistemi non lineari ed ai sistemi campionati.

La trattazione è ampiamente sviluppata dal punto di vista matematico, ma ricorre sempre ad un algoritmo semplice e chiaro.

Numerosi sono gli esempi di applicazioni pratiche che rendono edotto il lettore dell'importanza di questo capitolo dell'elettronica applicata.

Numerosi nomogrammi agevolano la soluzione dei problemi che il lettore può porsi.

Il volume è così suddiviso:

G. S. (1469)

FELIX R.: **Le chauffage electrique des chaussées** « Dunod », Parigi, 1971.

Un volume di VI + 202 pagine, formato cm 16 × cm 24, con 42 figure.

Prezzo 56 franchi francesi

Il riscaldamento elettrico di terreni e pavimentazioni può essere studiato e intrapreso o al fine di migliorare la circolazione dei veicoli su strade, ponti, aerodromi, terreni per lo sport, ecc. oppure a fini agricoli per accelerare e migliorare le culture. Il volume considera solo il primo caso ed in particolare, dopo una breve storia dei primi esperimenti effettuati, riferisce sulle installazioni (per lo più limitate a brevi tratti di strade, a ponti e viadotti) effettuate nei vari paesi europei (fra cui l'Italia), negli Stati Uniti d'America, in Canadà e in Giappone. Vengono illustrati i vari tipi di installazione, i consumi, i risultati ottenuti, ecc.

I titoli dei capitoli sono i seguenti:

 (1444)

STAMPATO DALLA ILTE INDUSTRIA LIBRARIA TIPOGRAFICA EDITRICE - CORSO BRAMANTE, 20 - TORINO - 6-1972

Spedizione in abbonamento postale - gruppo IV/70

SOCIETÀ ITALIANA RETI TELEFONICHE INTERURBANE S.p.A.

MILANO - via G. B. Pirelli 20 - telefono 6337 - telex 31346

Studio, progettazione, installazione e manutenzione di

sistemi di telecomunicazioni su cavi interrati ed aerei
sistemi di comunicazioni a mezzo satelliti
ponti radio
cavi sottomarini
linee elettriche a media ed alta tensione

Uffici e gruppi di lavoro in Italia

Alessandria	Ancona	Bari	Bologna
Catania	Cosenza	Foggia	Genova
Mestre	Milano	Napoli	Praia a Mare
Roma	Rovereto	Sassari	Siena
S. Vincenzo	Terni	Udine	

Attività all'estero

Grazie all'esperienza e alla qualità delle sue prestazioni la SIRTI si è affermata negli ultimi anni con impianti e forniture anche all'estero:

Argentina (antenne e lavori di installazione per le stazioni terrene di Balcarce 1 e 2)

Grecia (impianto in cavo coassiale Atene-Patrasso-Lechaina)

Spagna (lavori di posa e giunzione di cavi coassiali e a coppie simmetriche)

Svezia (antenna e lavori di installazione per la stazione terrena di Tanum)

Urss (impianto di telecomunicazioni per gasdotto della lunghezza di circa 1.000 km)

Svizzera, Bulgaria, Germania, Brasile

Triodi Piani UHF, 1000 MHz per Trasmettitori e Ripetitori TV

Guadagno di 20 dB

La linearità di questi triodi permette di realizzare trasmettitori e ripetitori di televisione che amplificano simultaneamente in un solo canale i segnali immagine e suono. Il loro elevato guadagno, 20 dB, permette di amplificare direttamente, fino ad un livello di 100 watt picco video, dei segnali elaborati a partire da un generatore a stato solido. Una costruzione ceramica-metallo assicura loro una lunga vita ed un elevato grado di affidabilità nelle più severe condizioni di funzionamento. A queste qualità eccezionali s'aggiunge un costo di esercizio estremamente basso. A richiesta, associate ai triodi, possono essere fornite o studiate le cavità.

THOMSON-CSF TUBI ELETTRONICI S.R.L.
ROMA/VIALE DEGLI AMMIRAGLI, 69/TEL. 63.80.143/TELEX 61173 TELONDE

SPI 1233-I